

國立交通大學

電信工程研究所

碩士論文

用於大規模天線 LTE/A 系統之用戶定位
波束成型法

A Localization-based Beamforming Scheme for LTE/A
Systems with Massive Antennas

研究生：王運凱

指導教授：吳文榕 博士

中華民國 102 年 7 月

用於大規模天線 LTE/A 系統之用戶定位

波束成型法

A Localization-based Beamforming Scheme for LTE/A

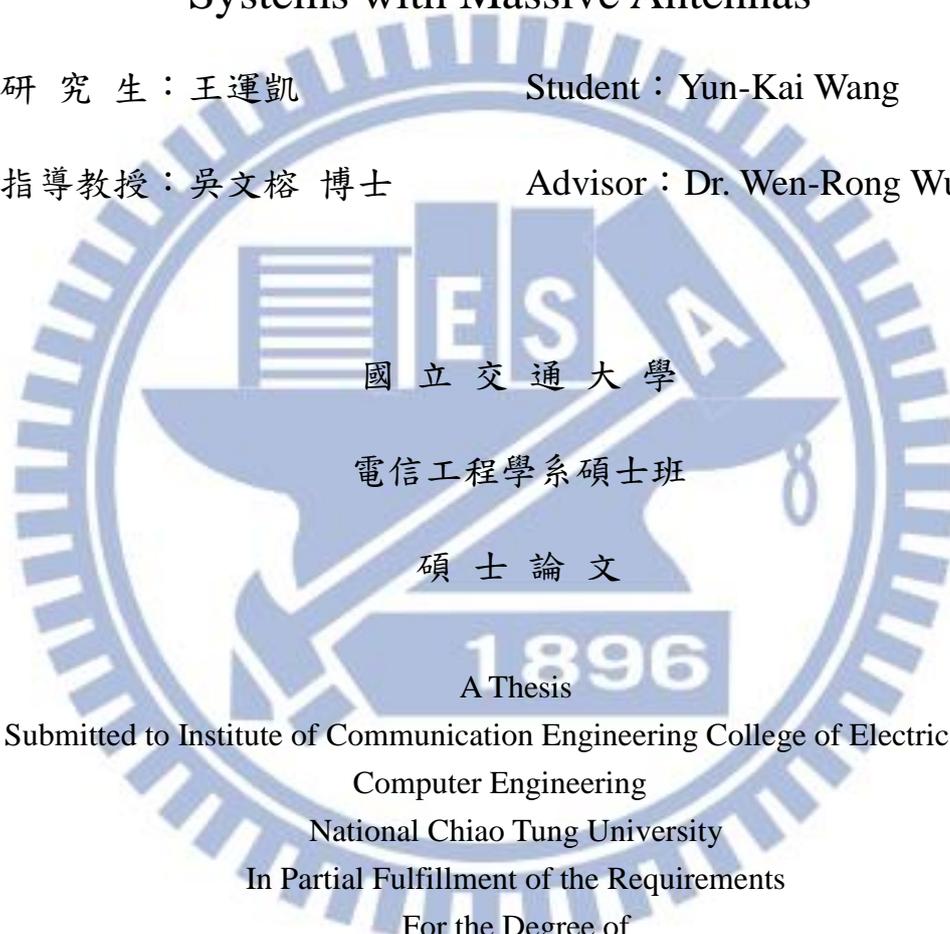
Systems with Massive Antennas

研究生：王運凱

Student：Yun-Kai Wang

指導教授：吳文榕 博士

Advisor：Dr. Wen-Rong Wu



A Thesis

Submitted to Institute of Communication 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

Communication Engineering

July 2013

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國 102 年 7 月

用於大規模天線 LTE/A 系統之用戶定位

波束成型法

研究生：王運凱

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訊號的干擾，因此，波束成型(Beamforming)技術被提出來增加細胞邊緣使用者的接收訊雜比。傳統的波束成型技術利用基地台掃描的方式來確認哪個方向的波束對個別使用者有較好的效果，但通常需要花費比較長的延遲時間及比較高的回傳資訊量。這些缺點在基地台端為大規模天線系統(massive antennas system)時，由於資訊量大增而顯得更加嚴重。本篇論文提出了一個以用戶端定位為基礎的波束成型提案來解決以上的問題。本提案主要的概念在於當基地台知道使用者的位置時，就可以利用此資訊對該方向進行波束成型傳輸。具體的實現方法如下：我們首先將基地台服務的區域分成數個區塊，然後由使用者定位出自己座標之後回傳該區塊的索引值給基地台，再由基地台對使用者做波束成型。LTE/A 系統規格裡有定義以位置參考訊號來定位的觀測時間差定位(OTDOA)法，我們因此提出一個兩階段的 OTDOA 定位來滿足定位所需的準確度。模擬結果顯示我們提出的方法比起沒有使用改良式波束成型技術的傳統傳輸，吞吐量增加了兩倍左右。除此之外我們還使用接收訊號能量定位法(RSS)來進一步增加 OTDOA 定位準確度。

A Localization-based Beamforming Scheme for LTE/A Systems with Massive Antennas

Student : Yun-Kai Wang

Advisor : Dr. Wen-Rong Wu

Institute of Communication Engineering
National Chiao Tung University

Abstract

It is known that in cellular systems, the cell edge users are vulnerable to interference from neighboring cells. Beamforming has been proposed as an effective method to deal with the problem. Conventional beamforming employs a scanning scheme requiring long delay time and high overhead. These problems will be deteriorated when a massive antenna array is deployed in the basestation. This thesis proposes a location-based beamforming scheme to overcome the difficulties. The idea is that if a basestation (BS) knows a user's location, it knows which direction to beamform. To implement, we first partition the coverage area of a BS into regions. Then, let the user estimate its location and report its region index to the BS. Finally, the BS conducts beamforming based on the reported information. LTE/A has defined reference signals allowing the application of a localization scheme referred to as observed- time-difference-of-arrival (OTDOA). Using OTDOA, we propose a two-stage localization method achieving satisfactory estimation accuracy. Numerical results show that the proposed method could double the throughput of the system without beamforming. To further enhance the performance, we also combine a received-signal-strength (RSS) method in the OTDOA.

誌謝

首先想大力感謝我的指導教授 吳文榕 老師，在兩年的研究生涯裡，不厭其煩地幫我們規劃學習的步調，每周都撥冗指導我們的研究內容，親力親為。每當在研究上遇到瓶頸時，老師總是循循善誘，遵遵教誨，與老師討論以後總能有些新的啟發，使得研究可以順利繼續進行。除了在提點我們研究上不遺餘力外，老師也積極培養我們的國際觀及外語能力，每周一次的英語會話課，非常實用，也讓我們在理解外國論文時更加順手。除了學業上的幫助，老師也常適時分享各種生活上的經驗及想法，撥空替我們講授專業領域外的知識，例如職涯的規劃及研究生應該有的態度等等。在在都非常受用，讓我獲益匪淺。

此外我想謝謝研究期間幫助我最多的勝隆學長，學長總是熱心地與我討論研究的內容，細心指點該改進的地方。如果沒有學長的傾囊相授，我不會對通訊有這麼深入的了解與洞察。另外在找工作時遇到各種問題也都多虧學長教導我應對進退，真的非常感謝。也祝福學長未來的研究生活一切順利開心。

兩年的研究生活說長不長，說短不短，真心覺得非常幸運來到720的大家庭。鈞陶學長總是幽默風趣地與我討論課業及許多疑難雜症，汀華學姊給了我很多生活上的意見建議，好麻吉家彰一直以來的相互鼓勵跟舒壓，婉綺的貼心打氣跟滿滿的食物，偉豪總是二話不說的提供適時幫忙，萊恩刀子口豆腐心的默默付出以及侑君的好身材。想跟碩二的大家說：我們都熬過來了，未來的路上還要一起扶持加油☺ 另外學弟柏豪加入計畫給了我很多幫助，以及常為了實驗室的大小事奔波，特別特別感謝。佳瑩、家妤、軒平跟你們相處很開心，也希望你們接下來的一年能再接再厲，保持聯絡！

最後感謝我可愛的女朋友張維恩，及我爸媽在這兩年來的陪伴跟關心，沒有你們的力量我沒辦法這麼順利地在兩年內拿到碩士學位，真的真的謝謝你們。

目錄

摘要.....	i
Abstract.....	ii
誌謝.....	iii
目錄.....	iv
表目錄.....	v
圖目錄.....	vi
第一章 緒論.....	1
1.1 簡介.....	1
1.2 研究動機.....	2
1.3 論文組織.....	3
第二章 LTE/LTE-A 規格標準介紹.....	4
2.1 LTE/LTE-A 介紹.....	4
2.1.1 LTE/LTE-A 技術內容.....	5
2.1.2 LTE/LTE-A 訊框結構.....	7
2.1.3 LTE/LTE-A 下行傳送方法.....	8
2.2:LTE/LTE-A 參考訊號與同步訊號介紹.....	18
2.2.1 LTE 參考訊號.....	18
2.2.1.1 Cell-Specific 參考訊號.....	19
2.2.1.2 MBFSN 參考訊號.....	21
2.2.1.3 UE-specific 參考訊號.....	22
2.2.1.4 Positioning 參考訊號.....	23
2.2.1.5 Channel State Information 參考訊號.....	24
2.2.2 LTE 同步訊號.....	26
2.2.2.1 主要同步訊號.....	29

2.2.2.2 次要同步訊號.....	30
第三章 LTE/LTE-A 的定位及同步方法.....	32
3.1 LTE/LTE-A 定位技術介紹.....	32
3.1.1 強化細胞驗證法(ECID)定位.....	34
3.1.2 輔助全球衛星(A-GNSS)定位.....	36
3.1.3 觀測時間差(OTDOA)定位.....	37
3.1.4 LTE 定位技術準確度比較.....	39
3.2 LTE/LTE-A 基礎細胞搜尋及同步流程介紹.....	40
3.2.1 下行接收端系統架構介紹.....	42
3.2.2 循環前綴偵測.....	43
3.2.3 符元時序估計.....	43
3.2.4 小數部分載波頻率偏移估計.....	44
3.2.5 整數部分載波頻率偏移估計及區域識別碼偵測.....	45
3.2.6 訊框時序及細胞識別碼偵測.....	46
第四章 以用戶定位回報為基礎的波束成型在大規模天線系統下的實現.....	48
4.1 OTDOA 在 LTE 下的定位估計.....	49
4.1.1 改良式符元時序估計.....	50
4.1.2 小數部分載波頻率偏移補償.....	54
4.1.3 通道估計微調.....	54
4.1.4 遞迴式最小平方方法定位.....	56
4.1.5 定位隱私權.....	59
4.2 接收能量定位.....	60
4.2.1 接收端能量估計.....	61
4.2.2 Levenberg-Marquardt 最小平方方法定位.....	63
4.3 波束成型系統傳輸量估計.....	65
4.3.1 線陣天線介紹.....	65
4.3.2 系統傳輸量估計.....	70

4.4 3D 場景下的定位波束成型	72
第五章 系統模擬與結果.....	73
5.1 模擬環境介紹.....	73
5.2 定位準確度模擬結果.....	76
5.3 系統傳輸量模擬結果.....	86
第六章 結論及未來展望.....	90
References.....	92

表目錄

表 2-1: LTE 上下行傳輸規格.....	5
表 2-2: LTE-A 上下行傳輸規格.....	6
表 2-3: 頻寬與資源區塊對應表	10
表 2-4: 實體層資源區塊參數	12
表 2-5: 下行實體通道調變方法	12
表 2-6: 空間多工傳輸層對應	14
表 2-7: 傳送多樣性傳輸層對應	15
表 2-8: 兩個天線埠的空間多工碼書	16
表 2-9: 四個天線埠的空間多工碼書	17
表 2-10: cell-ID group $N_{ID}^{(1)}$ 與 (m_0, m_1) 對照表	27
表 2-11: PSS 的序列對應.....	30
表 2-12: $\tilde{s}(n)$, $\tilde{c}(n)$ 及 $\tilde{z}(n)$ 序列.....	31
表 4-1: LTE 規格裡的 EVM 規範.....	71
表 5-1: OTDOA 定位模擬環境設定	75
表 5-2 量化回傳開銷量系統的波寬與天線數配置	87

圖目錄

圖 2-1：FDD-LTE 訊框結構.....	7
圖 2-2：TDD-LTE 訊框結構	8
圖 2-3：下行通道資源網格	11
圖 2-4：下行實體通道架構	12
圖 2-5：CRS 擺放位置示意圖.....	19
圖 2-6：CRS 頻率偏移示意圖.....	19
圖 2-7：CRS 在不同天線數下擺放位置示意圖.....	20
圖 2-8：MBFSN-RS 擺放位置示意圖	21
圖 2-9：URS 擺放位置示意圖	22
圖 2-10：PRS 子訊框配置示意圖	23
圖 2-11：PRS 擺放位置示意圖	24
圖 2-12：CSI-RS 擺放位置示意圖.....	25
圖 2-13：PSS 及 SSS 在 TDD 及 FDD 架構下擺放示意圖.....	28
圖 2-14：PSS 及 SSS 在 LTE 資源網格下擺放示意圖.....	28
圖 2-15：ZC 序列與 PN 序列相關性比較.....	29
圖 2-16：PSS 序列在子載波上位置對應圖.....	30
圖 2-17：SSS 序列在子載波上位置對應圖.....	31
圖 3-1：LPP 定位協議	33
圖 3-2：RTT 計算.....	34
圖 3-3：RTT-based ECID 示意圖	35
圖 3-4：AoA-based ECID 示意圖.....	35
圖 3-5：都市內可直視衛星分布	36
圖 3-6：TOA 定位法	37
圖 3-7：TDOA 定位法	38

圖 3-8：LTE 定位技術準確度	39
圖 3-9：LTE 初步存取示意圖	40
圖 3-10：LTE 細胞搜尋及同步示意圖	41
圖 3-11：LTE 下行接收架構	42
圖 3-12：OFDM 符元	43
圖 3-13：匹配濾波器架構圖	45
圖 4-2：OTDOA-based Beamforming 示意圖	49
圖 4-2：OTDOA 時間差估計流程圖	50
圖 4-3：OTDOA 符元時序估計示意圖	51
圖 4-4：PAPR 值為 52 時符元時序錯誤情形	52
圖 4-5：PAPR 值為 25 時符元時序錯誤情形	52
圖 4-6：PAPR 值為 19 時符元時序錯誤情形	53
圖 4-7：FFT window 預補償示意圖	53
圖 4-8：時域通道位移示意圖	54
圖 4-9：頻域通道估計示意圖	55
圖 4-10：SINR=10dB 下的頻域通道估計	56
圖 4-11：加密基地台座標示意圖	59
圖 4-12：不同環境下的路徑損耗指數	61
圖 4-13：波束成型能量分布示意圖	65
圖 4-14：線陣天線示意圖	66
圖 4-15：4 根天線時的波束場型	67
圖 4-16：8 根天線時的波束場型	68
圖 4-17：16 根天線時的波束場型	68
圖 4-18：32 根天線時的波束場型	69
圖 4-19：64 根天線時的波束場型	69
圖 4-20：參考訊號的增強功率示意圖	70
圖 4-21：EVM 示意圖	71

圖 4-22: 用戶回報波束成型 3D 場景下示意圖	72
圖 5-1: LTE 細胞配置示意圖	73
圖 5-2: 細胞內用戶分布示意圖	74
圖 5-3: FCFO 估計誤差	76
圖 5-4: OTDOA 時間差估計誤差	77
圖 5-5: 改良式 OTDOA 時間差估計誤差	78
圖 5-6: 用戶對不同基地台 SINR 分布	79
圖 5-7: 細胞外圍用戶分布	79
圖 5-8: 細胞中間用戶分布	80
圖 5-9: 細胞中心用戶分布	80
圖 5-10: 距離特定基地台不同遠近下的用戶最差 SINR 分布	81
圖 5-11: 不同 SINR 下偵測錯誤的比例	81
圖 5-12: OTDOA 定位的位置準確度	83
圖 5-13: OTDOA 定位的角度準確度	83
圖 5-14: OTDOA 定位的用戶偵測位置及實際位置分布圖	84
圖 5-15: 綜合比較 OTDOA、RSS、Hybrid 定位的位置準確度	85
圖 5-16: 綜合比較 OTDOA、RSS、Hybrid 定位的角度準確度	85
圖 5-17: 不限制回傳開銷量的系統傳輸量評估(OTDOA)	87
圖 5-18: 量化回傳開銷量的系統傳輸量評估(OTDOA)	88
圖 5-19: OTDOA 與 RSS 混合定位的系統傳輸量評估	89

第一章

緒論

1.1 簡介

過去幾年來隨著手持行動裝置的普及化，用戶對行動資料傳輸的速率品質及多媒體網路應用服務需求也日益提高，而這樣的需求也反映到無線通訊技術的發展上。3GPP 組織希望從更好的頻譜使用效率，傳輸技術，媒體控制，資源管理方面著手，來達到用戶對網路使用的強烈需求，因此長期演進技術與其進階版(Long Term Evolution, LTE / Long Term Evolution-Advanced, LTE-A)系統應運而生。LTE 及 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)來提高資料傳輸率及頻譜使用效率外，並包涵了許多新的技術以因應日趨複雜的網路環境。其中，利用大規模的傳輸天線(massive antennas)來增加系統的吞吐量(throughput)就是一個近年來廣泛討論的新技術

大規模天線系統係指利用很多根天線得到的自由度(degree of freedom)及傳送多樣性(transmit diversity)來進行多輸入多輸出(MIMO)的傳輸[1]，。但在實作系統上，由於下行的導頻訊號有限，用戶端(User Equipment, UE)無法一一估測大量的通道，以及在上行回傳至基地台(eNodeB)時的額外資訊量也太大，所以此一想法仍有實現上的困難度。大規模天線系統所能得到的最直接助益，就是可以做高度的波束成型(Beamforming)，大量的天線可以使波束的能量更集中，提高用戶接收訊雜比以及期降低彼此干擾。本論文旨在探討如何利用大規模天線系統做有效的傳輸。

傳統波束成型的做法是基地台用週期性的掃描方式依序打出不同方向的波

束，然後用戶端利用訊雜比(Signal to Noise Ratio, SNR)等指標來評估哪一個方向的傳送波束使自己有最好傳輸效能後，再回報該波束的編號後由基地台來傳送波束完成整個波束成型的流程。此一流程的優點是是無需考慮用戶是否處於直視或非直視(Line-of-Sight/non Lin-of-Sight, LOS/NLOS)的環境，用戶可以選擇對自以最有利的傳送方向，但缺點是整個過程基地台需要較長的掃描的時間，導致系統的延遲時間較長且耗費頻寬，當波束越來越窄時，這個問題就越發嚴重。

為了解決掃描的缺點，本論文提出一個新的作法，主要的想法是由使用者根據自己的位置，回報最適合自己的波束，我們可以將蜂巢式系統中的細胞分成特定數個波束成型區塊，而用戶端事先可透過廣播通道(broadcasting channel)來得知分區的方式。用戶先利用某一種定位方式來估計出自己所在的位置位於哪一個分區後，再回傳一個簡單的編號索引給基地台，基地台再利用此一訊息對該區域做波束成型。

1.2 研究動機

LTE/LTE-A 系統在 release 9 規格裡定義了多種定位方式[2]-[4]，其中包括利用計算訊號從基地台到用戶的來回時間(Round Trip Time, RTT)加上細胞辨識(Cell ID)來縮小定位範圍的增強版細胞辨識法(Enhanced Cell-ID, ECID)。利用基地台先得到粗略位置後利用衛星訊號來精確定位的輔助全球衛星導航系統法(Assisted-Global Navigation Satellite System, A-GNSS)。以及由用戶端觀測來自三個不同基地台的訊號抵達時間差，再由最小平方法(Least-Square)的方式估計出三個單曲線交點的觀測到達時間差法(Observed Time Difference of Arrival, OTDOA)等數種方法。A-GNSS 因借助衛星的觀測資料因此在準確度上面遠高於其餘兩者，但缺點是在室內及建築物眾多的都市環境時無法觀測到衛星進而使得定位失準。OTDOA 及 ECID 則可以在上述環境仍得到一定定位準確度。考量到 ECID 方式需要基地台輔助定位，且準確度也較 OTDOA 來得差，因此本論文將使用 OTDOA

作為定位的方式。

使用 OTDOA 作為本論文的定位方式。

如前所述，本論文主要探討在大規模天線系統的架構下，透過用戶端回報位置資訊來做波束成型的技術。在 OTDOA 的定位流程裡，三個基地台傳送訊號抵達時間差量測值的誤差程度是影響整個定位準確度最大的因子。我們利用 OFDM 符元的循環前綴(Cyclic Prefix, CP)特性，將訊號取自相關(autocorrelation)找出訊框的粗略位置，再由 LTE 的參考訊號(reference signal)估計出頻域的通道，進而轉成時域的通道作微調來得到訊號到達時間差的估計。其中為了抵抗用戶在很靠近特定基地台時對其餘兩個基地台的時間估計造成很大的干擾，我們利用平均多個 OFDM 符元的方式來提高估測的訊雜比，成功得到更準確的估計結果。並且利用峰均值比例做為指標來排除訊雜比太低造成估計不準的狀況。針對非常靠近特定基地台而干擾太強的用戶，我們用接收訊號能量(Received Signal Strength, RSS)輔助定位[5][6]來增加所能服務的用戶數量。

最後我們由實驗結果證明在天線數增加的情況下，波束成型的確對系統吞吐量有顯著的提升。不過吞吐量的增加並非與天線數目成正比，而會隨著天線數到達一定程度而趨緩。

1.3 論文組織

本論文其他章節的安排如下：第二章主要介紹 LTE/LTE-A 系統的架構及相關規格，第三章說明 LTE 現有規範的定位方式及同步的方式，第四章則是我們提出的利用用戶端定位輔助波束成型的方法以及在 LOS 架構下的模擬環境設定，第五章是模擬結果，第六章結論，最後則是參考文獻。

第二章

LTE/LTE-A 規格標準介紹

本章將介紹長期演進技術 (Long Term Evolution, LTE) 及長期演進技術進階版 (Long Term Evolution-Advanced, LTE-A) 的系統規格，在分頻多工(Frequency Division Duplex, FDD)與分時多工(Time Division Duplex, TDD)等不同多工系統下的訊框架構，資料型態，並著重在規格 36.211 裡定義的參考訊號及同步訊號的特性介紹。

2.1 LTE/LTE-A 介紹

長期演進技術 (Long Term Evolution, LTE)，為第三代合作夥伴計劃(3GPP)所提出的 4G 標準，主要使用正交分頻多工(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)的分集天線技術來大幅提高頻譜使用效率及資料傳輸量，並同時支援分頻多工(FDD)以及分時多工(TDD)系統。LTE 是 3GPP 繼 2G 的 GSM, 3G 的 UMTS, 3.5G 的 HSDPA 之後提出的邁向 4G 版本。雖然 LTE 從數個標準中勝出，例如 3GPP2 提出的 UMB (Ultra Mobile Broadband) 及 IEEE 提出的 WiMax II，而成為公認的 4G 技術，但由於資料傳輸量未達國際電信聯盟認定的 4G 標準，一般僅被稱為 3.9G。直到 LTE-A 提出後才在 2010 年 12 月 6 日正式被國際電信聯盟認定為 4G 標準。

長期演進技術進階版 (Long Term Evolution-Advanced, LTE-A)，是 LTE 系統的進化版本，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。也因此 LTE-A 系統成為未來無線通訊發展的主流趨勢。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 技術內容[7]

LTE 技術內容

表 2-1: LTE 上下行傳輸規格

	下行(Downlink)	上行(Uplink)
多工技術	OFDMA	SC-FDMA
最高傳輸速率 (20MHZ 頻寬時)	100Mbps	50Mbps
更好的頻譜使用效率	5bps/Hz 約 HSDPA 的 3 到 4 倍	2.5bps/Hz 約 HSUPA 的 2 到 3 倍
支援多種天線設定	4x2, 2x2, 1x2, 1x1	1x2, 1x1

- 支援多種上行及下行頻寬傳輸
 - ✓ 1.25、2.5、5、10、15、20 MHz 等
- 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
 - ✓ 最高可支援到時速 350km/hr

- 降低延遲(latency)時間
 - ✓ 控制面的延遲時間(C-plane latency) < 100ms
 - ✓ 用戶面的延遲時間(U-plane latency) < 5ms
- 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 技術內容

表 2-2: LTE-A 上下行傳輸規格

	下行(Downlink)	上行(Uplink)
多工技術	OFDMA	DFT-S-OFDMA
最高傳輸速率 (100MHZ 頻寬時)	1Gbps	500Mbps
頻譜使用效率	30bps/Hz	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 2 倍
- 使用者平均的吞吐量
 - ✓ 須為 LTE 系統的 3 倍

2.1.2 LTE/LTE-A 訊框結構

LTE/LTE-A 標準制定基本的時間單位為 $T_s = 1/(15000 \times 2048)$ 秒，上下行傳輸皆是以訊框(frame)為單位，單一訊框長度共 $T_{\text{frame}} = 307200 \times T_s = 10$ 毫秒。目前支援 FDD 及 TDD 兩種訊框結構 [7]，以下分別介紹：

FDD-LTE 系統的訊框結構

如圖 2-1 所示，一個完整的訊框(Frame)長度為 10ms，包含 10 個子訊框(subframe)，共計 20 個時槽(slot)；經由換算每個子訊框為 1ms，每個時槽為 0.5ms。每個時槽又根據循環前綴(Cyclic Prefix, CP)長度的不同而有不同的 OFDM 符元個數

- 一般 CP(normal CP, NCP): 包含 7 個 OFDM 符元
- 延長 CP(extended CP, ECP): 包含 6 個 OFDM 符元。
- ✓ ECP 特別是為廣播(broadcasting)服務而設計的形式。

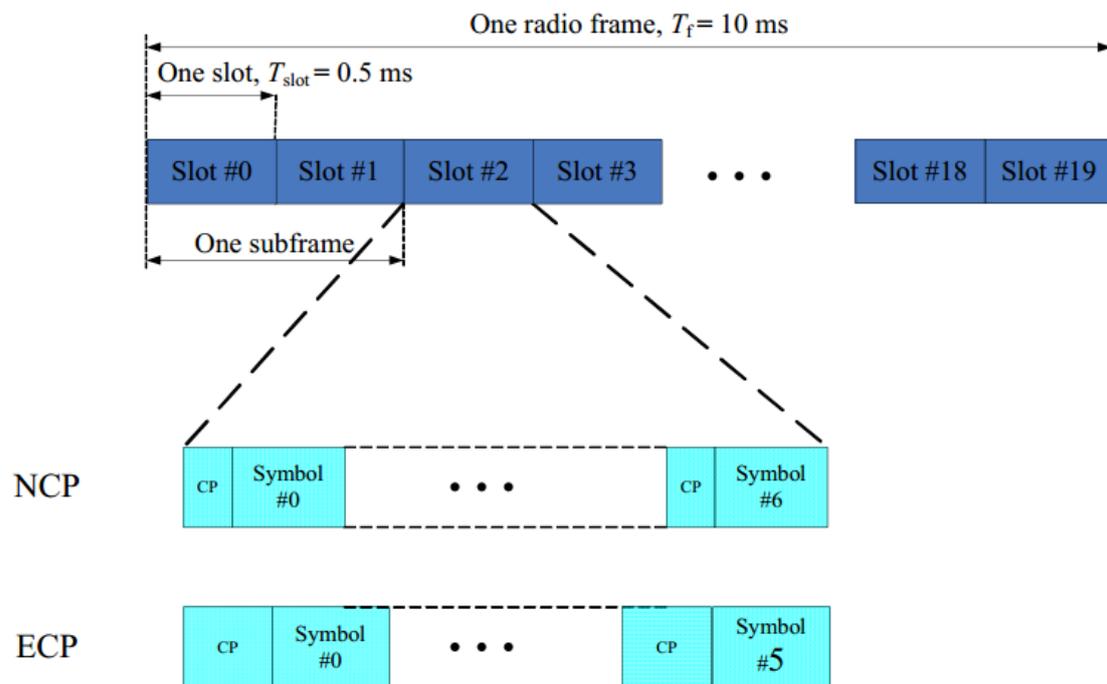


圖 2-1：FDD-LTE 訊框結構

TDD-LTE 系統的訊框結構

如圖 2-2 所示，訊框長度與 FDD 同為 10ms，包含 10 個子訊框，每個子訊框 1ms，亦可換算為 20 個時槽，每個時槽 0.5ms。其中子訊框-1 及子訊框-6 稱為特別子訊框(special frames)，包涵了三個部份：

- DwPTS (downlink pilot time-slot): 可擺放下行訊號
- GP(guard period): 讓 DwPTS 與 UpPTS 之間有轉換時間
- UpPTS(uplink pilot time-slot): 可擺放上行訊號，如探測參考訊號 (Sounding Reference Signal, SRS)

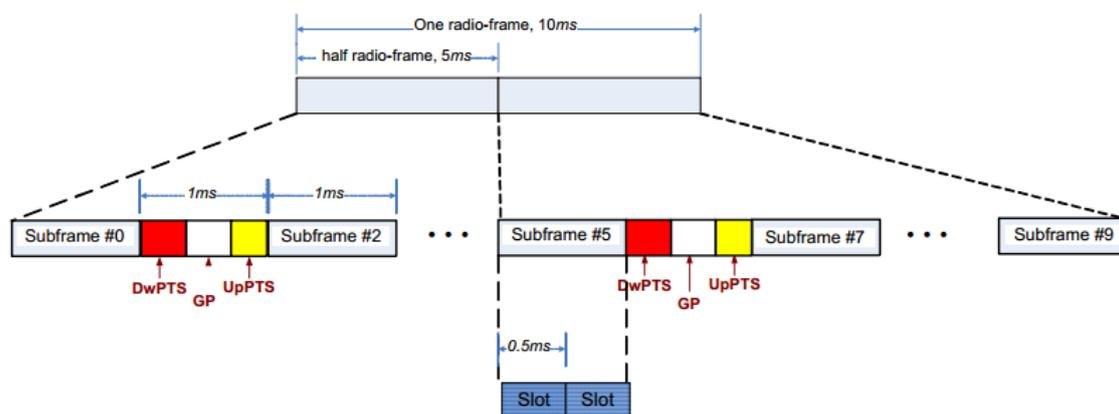


圖 2-2：TDD-LTE 訊框結構

2.1.3 LTE/LTE-A 下行傳送方法

由於本論文主要探討用戶端透過對基地台傳送訊號的時間差估計來得到測量自身位置後再回傳位置資訊所做的一連串下行波束成型動作，故在系統架構介紹上著重於下行實體層通道的探討[7]:

實體層通道及訊號：

LTE/LTE-A 系統定義了以下的下行實體層(Layer 1)通道：

- 實體下行分享通道(Physical Downlink Share Channel, PDSCH):
 - ✓ 負責傳送數據資料，支援 QPSK, 16QAM 以及 64QAM.
- 實體下行控制通道(Physical Downlink Control Channel, PDCCH):
 - ✓ 傳送各種控制信息
- 實體廣播通道(Physical Broadcast Channel, PBCH)
 - ✓ 用於在 Cell 內傳播系統基本資訊
- 實體多重播送通道(Physical Multicast Channel, PMCH)
 - ✓ 用於使用單一頻道 (Single Frequency Network) 組播頻道
- 實體控制格式指示通道(Physical Control Format Indicator Channel, PCFICH)
 - ✓ 用於通知 PDCCH 的長度
- 實體混合自動重送指示通道(Physical Hybrid ARQ Indicator Channel, PHICH)
 - ✓ 是使 ACK/NACK 的傳輸獨立於 PDCCH 的配置。PHICH 佔用的 RE 是在 PBCH 中指示的

LTE/LTE-A 系統定義了下列的下行實體訊號，本節後半部會有詳細介紹：

- 參考訊號(Reference Signal, RS)
 - ✓ 細胞專用參考訊號(Cell-specific RS, CRS)
 - ✓ 組播/廣播單頻網路參考訊號(MBSFN RS)
 - ✓ 用戶專用參考訊號(UE-specific RS, URS)
 - ✓ 位置參考訊號(Positioning RS, PRS)
 - ✓ 通道狀態參考訊號(Channel State Information RS, CSI-RS)
- 同步訊號(Synchronization Signal, SS)
 - ✓ 主同步訊號(Primary SS, PSS)
 - ✓ 次同步訊號(Secondary SS, SSS)

時槽結構與實體資源分配

LTE/LTE-A 資源網格(resource grid)的結構[7]如

圖 2-所示，其中最小的時間－頻率單位為一個資源元素(Resource Element, RE)，而資料傳輸的最基本單位為一個資源區塊(Resource Block, RB)，其包含頻域的連續 N_{sc}^{RB} 個子載波(subcarrier)以及時域的連續 N_{symp}^{DL} 個 OFDM 符元，合計 $N_{\text{symp}}^{DL} \times N_{sc}^{RB}$ 個資源元素。其中 N_{sc}^{RB} 代表每個資源區塊的子載波個數， N_{symp}^{DL} 代表一個時槽裡的 OFDM 符元個數。 N_{RB}^{DL} 則是下行傳輸中的資源區塊總數。而依照不同的應用， N_{symp}^{DL} 、 N_{sc}^{RB} 以及 N_{RB}^{DL} 會有不同的設定(表 2-3、表 2-4)。對於特定天線埠(antenna port) 所傳送的同一資源區塊來說，可由 (k, l) 表示對應到的資源元素，其中 $k = 0, \dots, N_{RB}^{DL} N_{sc}^{RB} - 1$ 和 $l = 0, \dots, N_{\text{symp}}^{DL} - 1$ 分別為頻域與時域的座標

表 2-3：頻寬與資源區塊對應表

Bandwidth	1.4MHz	3MHz	5MHz	10MHz	15MHz	20MHz
Number of available physical resource blocks N_{RB}^{DL}	6	15	25	50	75	100
Number of occupied subcarriers	72	180	300	600	900	1200
IFFT(Tx)/FFT(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

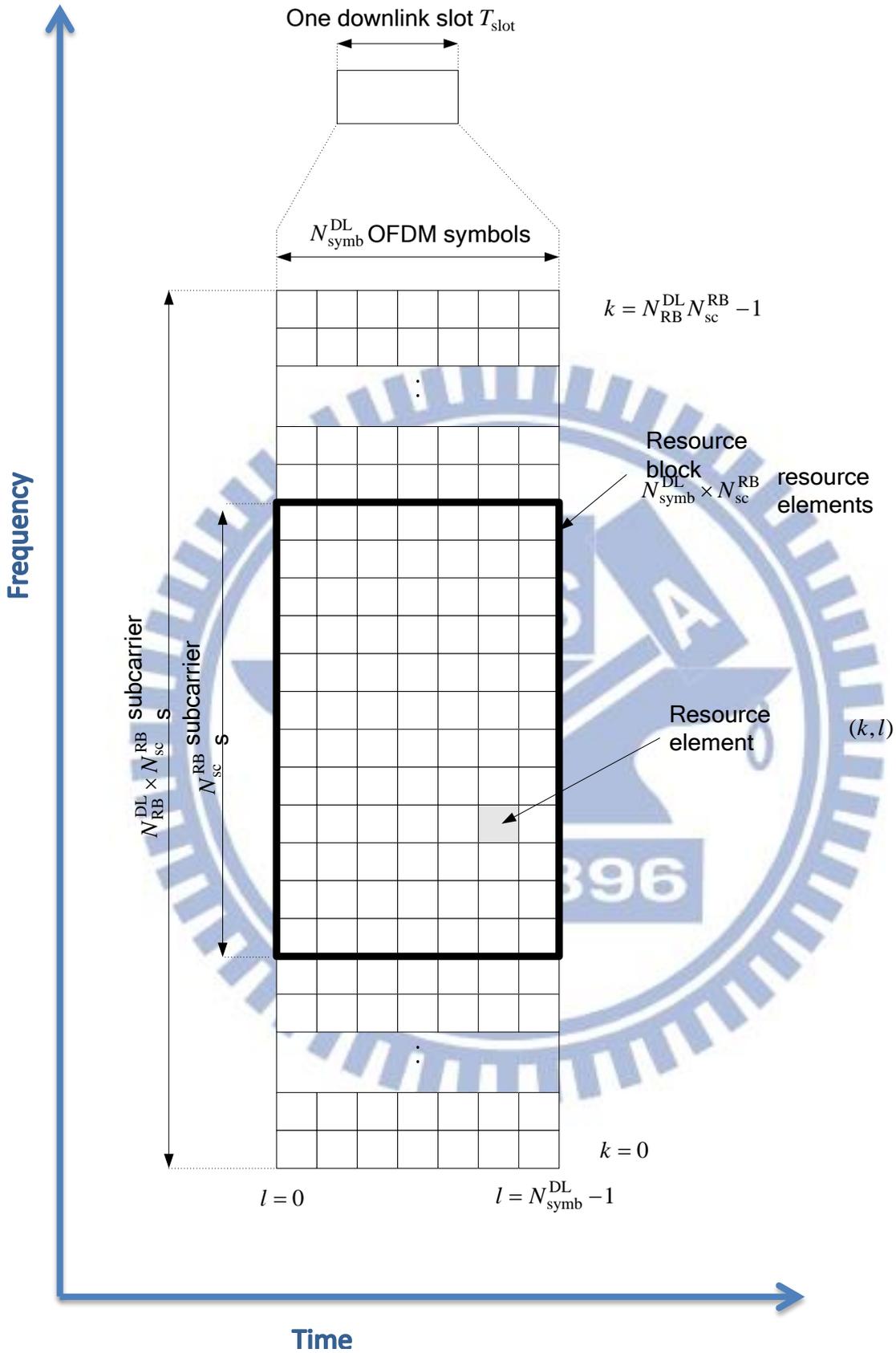


圖 2-3：下行通道資源網格

表 2-4：實體層資源區塊參數

Configuration		N_{sc}^{RB}	N_{sym}^{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

下行實體層通道結構

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，如下圖所示：

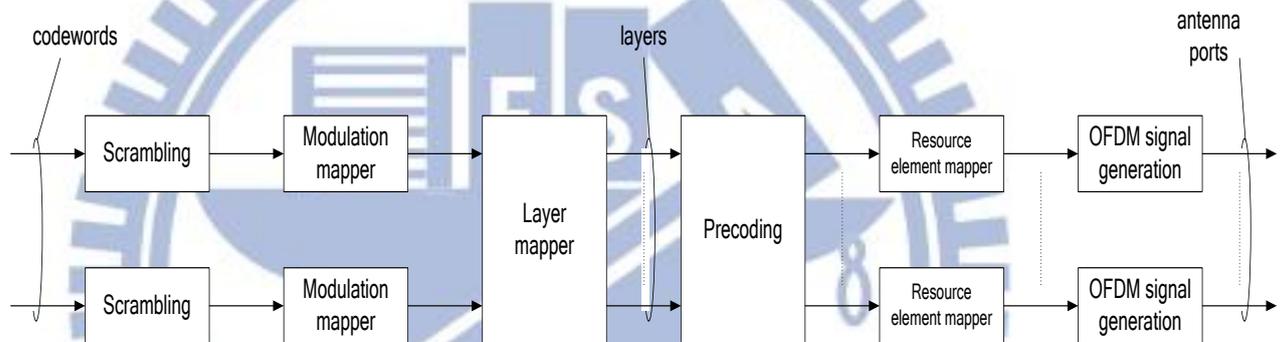


圖 2-4：下行實體通道架構

■ 打亂(scrambling):

- ✓ 一般而言，將編碼後的資料打亂是為了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):

- ✓ QPSK，16QAM，64QAM 等三種調變方式，分別包含 2、4、6 個位元

表 2-5：下行實體通道調變方法

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

- 傳輸層對應(layer mapping): 字碼(codeword)經過調變以後，接著會被對應到一個或數個分層上傳送。例如:字碼 q 的調變符元 $d^{(q)}(0), \dots, d^{(q)}(M_{\text{symp}}^{(q)} - 1)$ 將被對應在分層 $x(i) = [x^{(0)}(i) \ \dots \ x^{(U-1)}(i)]^T$, $i = 0, 1, \dots, M_{\text{symp}}^{\text{layer}} - 1$ 上，其中 U 是分層的數量而 $M_{\text{symp}}^{\text{layer}}$ 則是每個分層裡調變符元的數量。而傳輸層對應根據不同模式又可分為:
 - ✓ 單一天線埠的傳輸層對應 (transmission on a single antenna port): 對 $U=1$ 而言，對應方式定義為 $x^{(0)}(i) = d^{(0)}(i)$ ，其中 $M_{\text{symp}}^{\text{layer}} = M_{\text{symp}}^{(0)}$
 - ✓ 空間多工的傳輸層對應 (spatial multiplexing): 必須滿足分層 U 數量小於或等於天線埠的總數量 P ，分層對應方式如下表所示:

表 2-6：空間多工傳輸層對應

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

4	1	$x^{(0)}(i) = d^{(0)}(4i)$ $x^{(1)}(i) = d^{(0)}(4i+1)$ $x^{(2)}(i) = d^{(0)}(4i+2)$ $x^{(3)}(i) = d^{(0)}(4i+3)$	$M_{\text{sy mb}}^{\text{layer}} = M_{\text{sy mb}}^{(0)}/4$
4	2	$x^{(0)}(i) = d^{(0)}(2i)$ $x^{(1)}(i) = d^{(0)}(2i+1)$ $x^{(2)}(i) = d^{(1)}(2i)$ $x^{(3)}(i) = d^{(1)}(2i+1)$	$M_{\text{sy mb}}^{\text{layer}} = M_{\text{sy mb}}^{(0)}/2 = M_{\text{sy mb}}^{(1)}/2$
5	2	$x^{(0)}(i) = d^{(0)}(2i)$ $x^{(1)}(i) = d^{(0)}(2i+1)$ $x^{(2)}(i) = d^{(1)}(3i)$ $x^{(3)}(i) = d^{(1)}(3i+1)$ $x^{(4)}(i) = d^{(1)}(3i+2)$	$M_{\text{sy mb}}^{\text{layer}} = M_{\text{sy mb}}^{(0)}/2 = M_{\text{sy mb}}^{(1)}/3$
6	2	$x^{(0)}(i) = d^{(0)}(3i)$ $x^{(1)}(i) = d^{(0)}(3i+1)$ $x^{(2)}(i) = d^{(0)}(3i+2)$ $x^{(3)}(i) = d^{(1)}(3i)$ $x^{(4)}(i) = d^{(1)}(3i+1)$ $x^{(5)}(i) = d^{(1)}(3i+2)$	$M_{\text{sy mb}}^{\text{layer}} = M_{\text{sy mb}}^{(0)}/3 = M_{\text{sy mb}}^{(1)}/3$
7	2	$x^{(0)}(i) = d^{(0)}(3i)$ $x^{(1)}(i) = d^{(0)}(3i+1)$ $x^{(2)}(i) = d^{(0)}(3i+2)$ $x^{(3)}(i) = d^{(1)}(4i)$ $x^{(4)}(i) = d^{(1)}(4i+1)$ $x^{(5)}(i) = d^{(1)}(4i+2)$ $x^{(6)}(i) = d^{(1)}(4i+3)$	$M_{\text{sy mb}}^{\text{layer}} = M_{\text{sy mb}}^{(0)}/3 = M_{\text{sy mb}}^{(1)}/4$
8	2	$x^{(0)}(i) = d^{(0)}(4i)$ $x^{(1)}(i) = d^{(0)}(4i+1)$ $x^{(2)}(i) = d^{(0)}(4i+2)$ $x^{(3)}(i) = d^{(0)}(4i+3)$	$M_{\text{sy mb}}^{\text{layer}} = M_{\text{sy mb}}^{(0)}/4 = M_{\text{sy mb}}^{(1)}/4$

		$x^{(4)}(i) = d^{(1)}(4i)$ $x^{(5)}(i) = d^{(1)}(4i+1)$ $x^{(6)}(i) = d^{(1)}(4i+2)$ $x^{(7)}(i) = d^{(1)}(4i+3)$
--	--	---

- ✓ 傳送多樣性的傳輸層對應 (transmit diversity): 只需要一組字碼傳送, 且必須滿足分層數量 U 恰好等於天線埠的總數量 P , 分層對應方式如下表:

表 2-7: 傳送多樣性傳輸層對應

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

■ 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:

相比 SISO 系統, MIMO 系統能夠在不增加頻寬的條件下, 成倍地提升資訊傳輸速率, 因而大幅的提高了頻譜使用效率, 前置編碼由下列關係所定義:

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

，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 分別對兩個天線埠及四個天線埠的系統提出了相對應的碼書：

表 2-8：兩個天線埠的空間多工碼書

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 2-9：四個天線埠的空間多工碼書

Codebook k index	u_n	Number of layers ν			
		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	$u_5 = [1 \quad (1-j)/\sqrt{2} \quad j \quad (-1-j)/\sqrt{2}]^T$	$W_5^{(1)}$	$W_5^{(14)}/\sqrt{2}$	$W_5^{(124)}/\sqrt{3}$	$W_5^{(1234)}/2$
6	$u_6 = [1 \quad (1+j)/\sqrt{2} \quad -j \quad (-1+j)/\sqrt{2}]^T$	$W_6^{(1)}$	$W_6^{(13)}/\sqrt{2}$	$W_6^{(134)}/\sqrt{3}$	$W_6^{(1324)}/2$
7	$u_7 = [1 \quad (-1+j)/\sqrt{2} \quad j \quad (1+j)/\sqrt{2}]^T$	$W_7^{(1)}$	$W_7^{(13)}/\sqrt{2}$	$W_7^{(134)}/\sqrt{3}$	$W_7^{(1324)}/2$
8	$u_8 = [1 \quad -1 \quad 1 \quad 1]^T$	$W_8^{(1)}$	$W_8^{(12)}/\sqrt{2}$	$W_8^{(124)}/\sqrt{3}$	$W_8^{(1234)}/2$
9	$u_9 = [1 \quad -j \quad -1 \quad -j]^T$	$W_9^{(1)}$	$W_9^{(14)}/\sqrt{2}$	$W_9^{(134)}/\sqrt{3}$	$W_9^{(1234)}/2$
10	$u_{10} = [1 \quad 1 \quad 1 \quad -1]^T$	$W_{10}^{(1)}$	$W_{10}^{(13)}/\sqrt{2}$	$W_{10}^{(123)}/\sqrt{3}$	$W_{10}^{(1324)}/2$
11	$u_{11} = [1 \quad j \quad -1 \quad j]^T$	$W_{11}^{(1)}$	$W_{11}^{(13)}/\sqrt{2}$	$W_{11}^{(134)}/\sqrt{3}$	$W_{11}^{(1324)}/2$
12	$u_{12} = [1 \quad -1 \quad -1 \quad 1]^T$	$W_{12}^{(1)}$	$W_{12}^{(12)}/\sqrt{2}$	$W_{12}^{(123)}/\sqrt{3}$	$W_{12}^{(1234)}/2$
13	$u_{13} = [1 \quad -1 \quad 1 \quad -1]^T$	$W_{13}^{(1)}$	$W_{13}^{(13)}/\sqrt{2}$	$W_{13}^{(123)}/\sqrt{3}$	$W_{13}^{(1324)}/2$
14	$u_{14} = [1 \quad 1 \quad -1 \quad -1]^T$	$W_{14}^{(1)}$	$W_{14}^{(13)}/\sqrt{2}$	$W_{14}^{(123)}/\sqrt{3}$	$W_{14}^{(3214)}/2$
15	$u_{15} = [1 \quad 1 \quad 1 \quad 1]^T$	$W_{15}^{(1)}$	$W_{15}^{(12)}/\sqrt{2}$	$W_{15}^{(123)}/\sqrt{3}$	$W_{15}^{(1234)}/2$

其中編碼向量 $W_n = I - 2u_n u_n^H / u_n^H u_n$

- ✓ 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埠的傳送多樣性的前置編碼：

- 兩個傳送天線埠的傳送多樣性的前置編碼：

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

，其中 $i = 0, 1, \dots, M_{\text{symb}}^{\text{layer}} - 1$ ， $M_{\text{symb}}^{\text{ap}} = 2M_{\text{symb}}^{\text{layer}}$ 。

- 四個傳送天線埠的傳送多樣性的前置編碼：

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

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

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

2.2 LTE/LTE-A 參考訊號與同步訊號介紹

2.2.1 LTE 參考訊號(Reference signal)

為了要執行不同的下行實體通道的同調解調，用戶端需要估計下行通道。在 OFDM 系統下，用戶端則需要估計每個子載波的複數通道。其中一種通道估計的方法是將參考訊號插在 OFDM 定義的資源元素裡當作導頻訊號以進行通道估計。下行參考訊號計有六種型態，其中，所有的參考訊號皆使用 QPSK 訊號，並且各自依天線數、CP 長度的不同有其不同擺置規則，以下就其產生規則及設計目的加以介紹

2.2.1.1 Cell-Specific 參考訊號

Cell-specific RS(CRS) 主要用來做下行的通道估測，估計出來的通道可以幫助後續解調訊號使用。CRS 也可以讓用戶用來估計通道狀態資訊(Channel State Information, CSI)，根據 CSI 讓用戶選擇要回傳碼書(Codebook)中的前置編碼矩陣指標(Precoding Matrix Index, PMI)可以達到接收最大的 SNR。CRS 在時域所有支援 PDSCH 傳輸的子訊框內都有擺放，在頻域則涵蓋整個頻寬範圍，但擺放個數也就是出現頻率則依天線埠而有所不同，擺放的詳細位置如圖 2-5 所示。而 CRS 在頻域上的擺放位置也會因為細胞不同而有所偏移(frequency shift)，原因是為了避免鄰近的細胞之間在估計通道時互相干擾，根據 CRS 擺放的方式，總共會有 6 種不同偏移的方式，如圖 2-6 所示。

另外 CRS 支援 1 根 2 根及 4 根天線的傳輸，在 4 根天線時的第 3 及 4 根天線上的 CRS 數量會比前兩根少一半，原因是只有當通道狀況很好的時候系統才可能支援到 3、4 根天線的 MIMO 傳輸，此時也就不需要過多的參考訊號就能做通道估測。詳細 CRS 在不同根天線數及 CP 長度時的對應擺放方式如圖 2-7 所示。

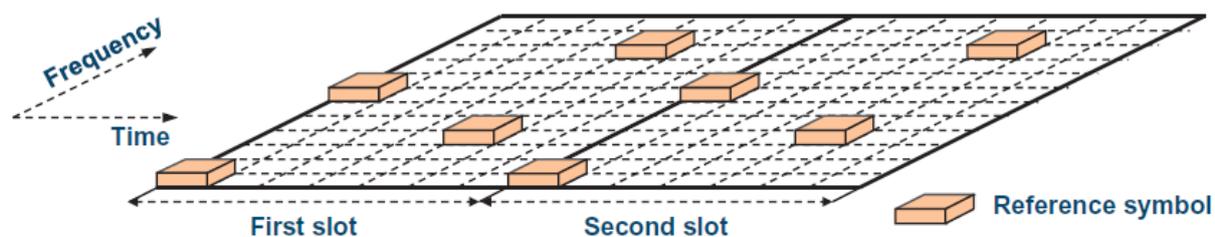


圖 2-5：CRS 擺放位置示意圖

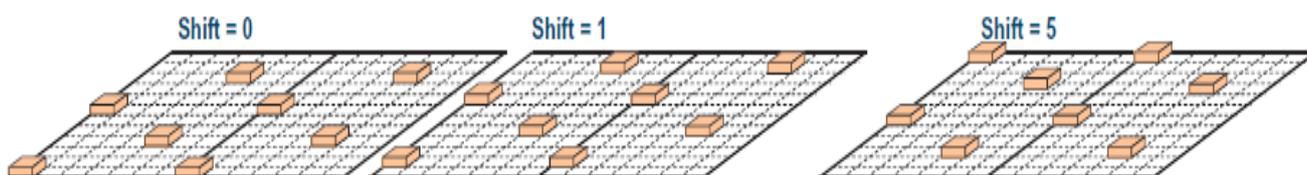
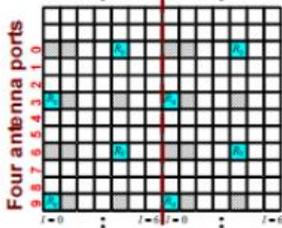
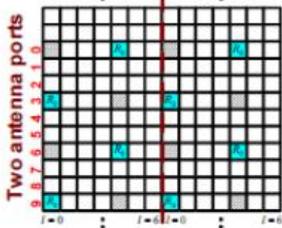
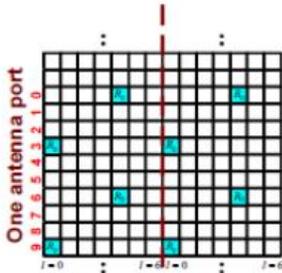


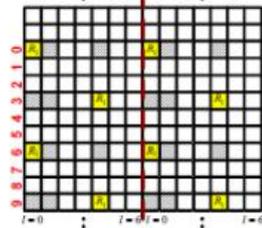
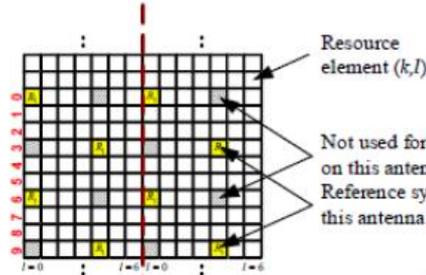
圖 2-6：CRS 頻率偏移示意圖



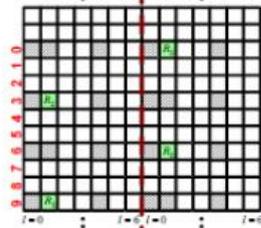
← even-numbered slots | odd-numbered slots →
Antenna port 0

Mapping of downlink reference signals (normal cyclic prefix)

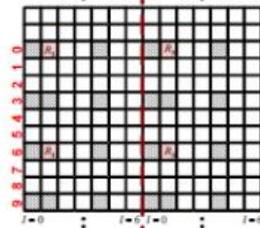
- Not used for transmission on this antenna port
- R_0 Reference symbols antenna port 0
- R_1 Reference symbols antenna port 1
- R_2 Reference symbols antenna port 2
- R_3 Reference symbols antenna port 3



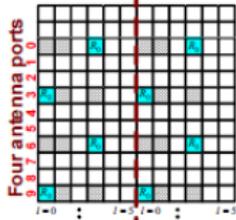
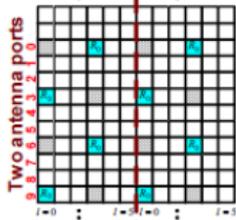
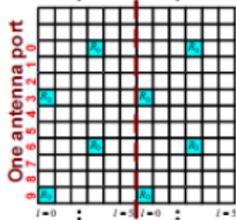
← even-numbered slots | odd-numbered slots →
Antenna port 1



← even-numbered slots | odd-numbered slots →
Antenna port 2



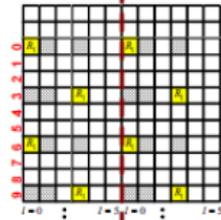
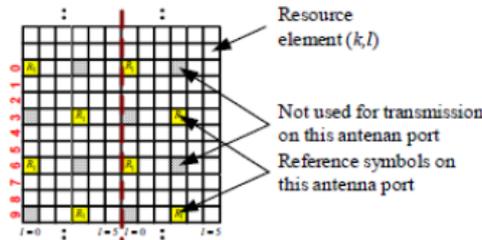
← even-numbered slots | odd-numbered slots →
Antenna port 3



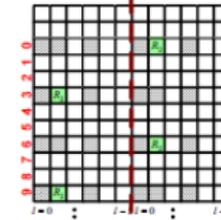
← even-numbered slots | odd-numbered slots →
Antenna port 0

Mapping of downlink reference signals (extended cyclic prefix)

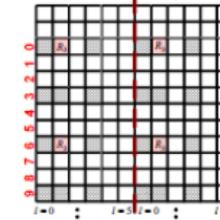
- Not used for transmission on this antenna port
- R_0 Reference symbols antenna port 0
- R_1 Reference symbols antenna port 1
- R_2 Reference symbols antenna port 2
- R_3 Reference symbols antenna port 3



← even-numbered slots | odd-numbered slots →
Antenna port 1



← even-numbered slots | odd-numbered slots →
Antenna port 2



← even-numbered slots | odd-numbered slots →
Antenna port 3

圖 2-7：CRS 在不同天線數下擺放位置示意圖

CRS 序列 $r_{l,n_s}(m)$ 產生方式如下：

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

其中 n_s 是時槽的編號， l 是時槽內 OFDM 符元的編號， $N_{RB}^{\max, DL}$ 是最大的下行傳送資源區塊數量。更詳細的序列產生方式及虛擬隨機序列 $c(i)$ 在文獻[7]裡有定義。

2.2.1.2 MBFSN 參考訊號

MBFSN-RS 主要用來傳輸系統廣播/組播的訊號，且只在特定定義的 MBFSN 子訊框以及延長 CP(ECP)模式下傳輸。在 LTE 裡 MBFSN-RS 被定義在天線埠 4 內做傳送。MBFSN-RS 序列 $r_{l,n_s}(m)$ 產生方式如下：

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

其中 n_s 是時槽的編號， l 是時槽內 OFDM 符元的編號， $N_{RB}^{\max, DL}$ 是最大的下行傳送資源區塊數量。MBFSN-RS 的擺放方式如圖 2-8 所示，更詳細的訊號產生方式請參照文獻[7]

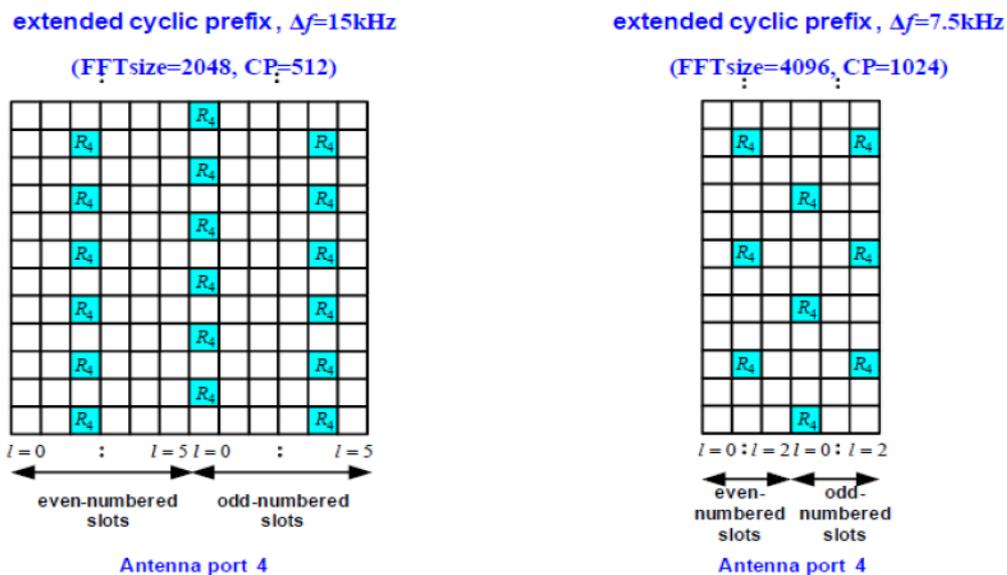


圖 2-8：MBFSN-RS 擺放位置示意圖

2.2.1.3 UE-specific 參考訊號

UE-specific RS (URS) 是針對細胞中特定行動終端用戶(UE)所發出之參考訊號，以達到 4 根天線以上的波束成型之目的。URS 只在對應於 PDSCH 中的資源區塊中傳送，一個使用 URS 的主要好處是波束成型的權重也會被用到 URS 上，如此一來參考訊號也能夠接受到波束成型的增益。URS 被定義在天線埠 5、7、8 上傳送，並且由更上層(Layer 3 or 4)決定是否傳送 URS 來當作 PSDCH 解調時可靠的相位參考。

URS 序列 $r_{l,n_s}(m)$ 產生方式如下：

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

其中 n_s 是時槽的編號， l 是時槽內 OFDM 符元的編號， N_{RB}^{PDSCH} 是對應的 PDSCH 傳送區域內資源區塊的數量。URS 的擺放方式如圖 2-9 所示，更詳細的訊號產生方式請及虛擬隨機序列 $c(i)$ 在文獻[7]裡皆有定義。

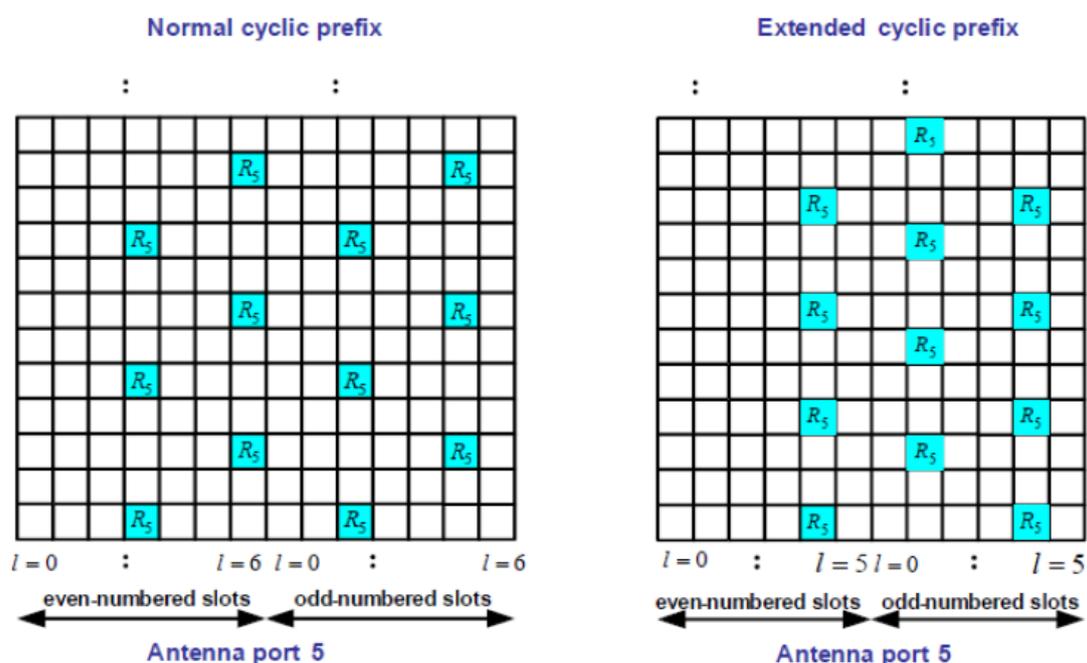


圖 2-9：URS 擺放位置示意圖

2.2.1.4 定位參考訊號

定位(positioning RS, PRS)位置參考訊號是在 LTE release 9 裡才被引入，主要是用來增進 LTE 系統定位效能。也就是被使用在 OTDOA 系統裡面讓用戶得以測量來自不同細胞的基地台之訊號時間。PRS 可以被安排在鄰近細胞未被占用的資源元素內，使得用戶可以在高 SNR 的狀況下接收鄰近細胞的 PRS 訊號。一般 PRS 的傳送只會在上層(Layer 3 or 4)定義的 PRS 子訊框內傳送，傳送方式是連續傳送 N_{PRS} 個 PRS 子訊框，每隔 T_{PRS} 的時間長度再傳送 N_{PRS} 個 PRS 子訊框，如圖 2-10 所示。

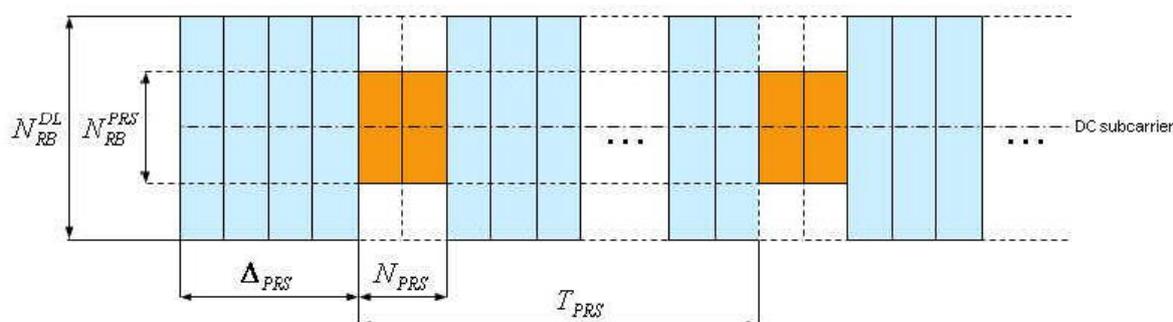


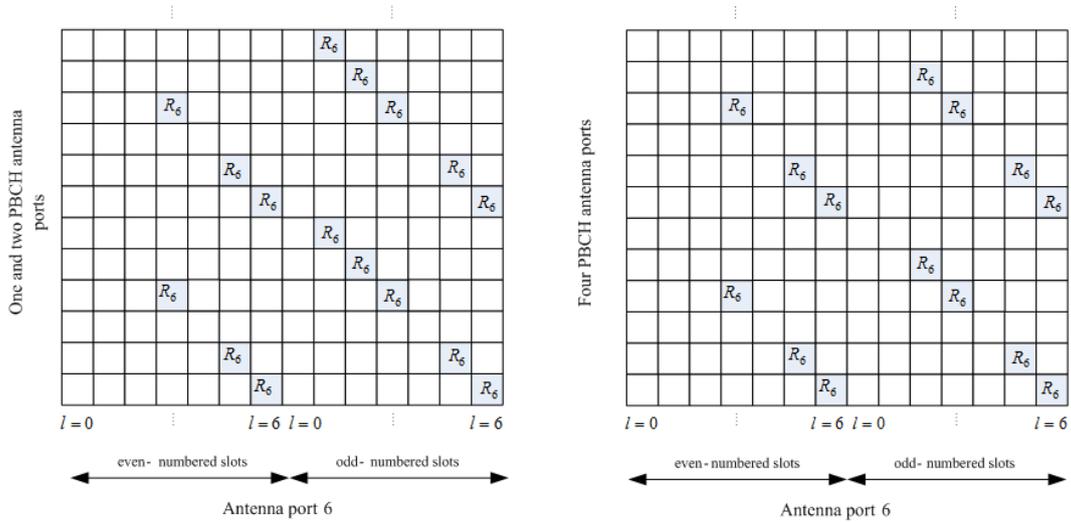
圖 2-10：PRS 子訊框配置示意圖

其中 N_{RB}^{PRS} 是 PRS 所佔的頻寬大小，以資源區塊(內含 12 個子載波)個數表示， N_{RB}^{DL} 是下行傳送頻寬， N_{PRS} 是連續傳送 PRS 的子訊框數目， T_{PRS} 是傳送 PRS 子訊框的週期。以上參數都由上層訊號控制。

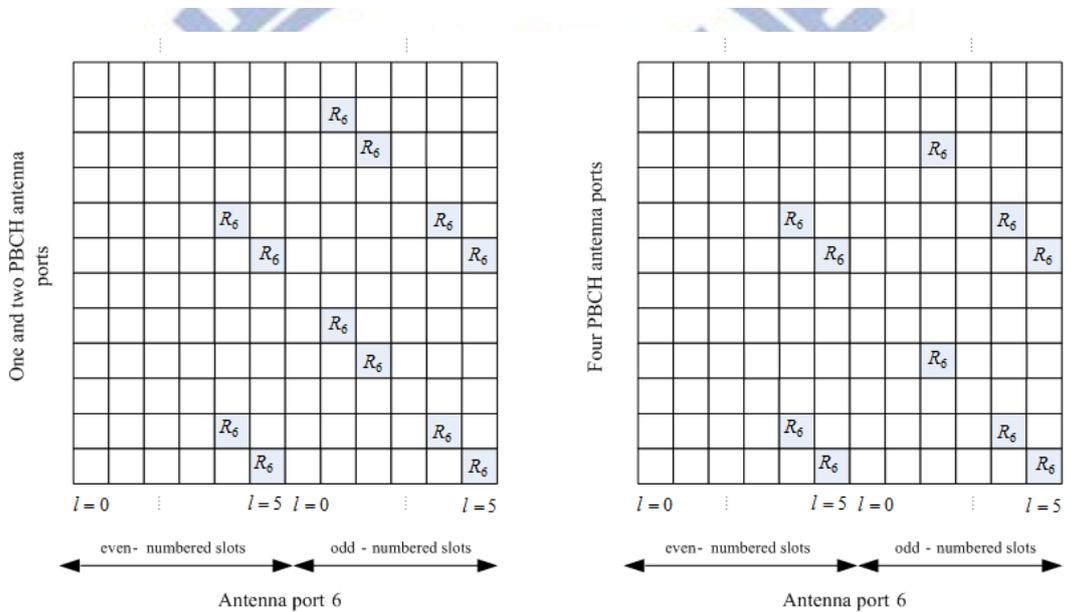
PRS 序列 $r_{l,n_s}(m)$ 產生方式如下：

$$r_{l,n_s}(m) = \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - 2 \cdot c(2m)) + j \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - 2 \cdot c(2m+1)), \quad m = 0, 1, \dots, 2N_{RB}^{\max, DL} - 1 \quad (2.4)$$

其中 n_s 是時槽的編號， l 是時槽內 OFDM 符元的編號， $N_{RB}^{\max, DL}$ 是最大的下行傳送資源區塊數量。PRS 的擺放方式如圖 2-11 所示，更詳細的訊號產生方式及虛擬隨機序列 $c(i)$ 的定義請參照文獻[7]



Mapping of positioning reference signals (normal cyclic prefix)



Mapping of positioning reference signals (extended cyclic prefix)

圖 2-11：PRS 擺放位置示意圖

2.2.1.5 Channel State Information (CSI)參考訊號

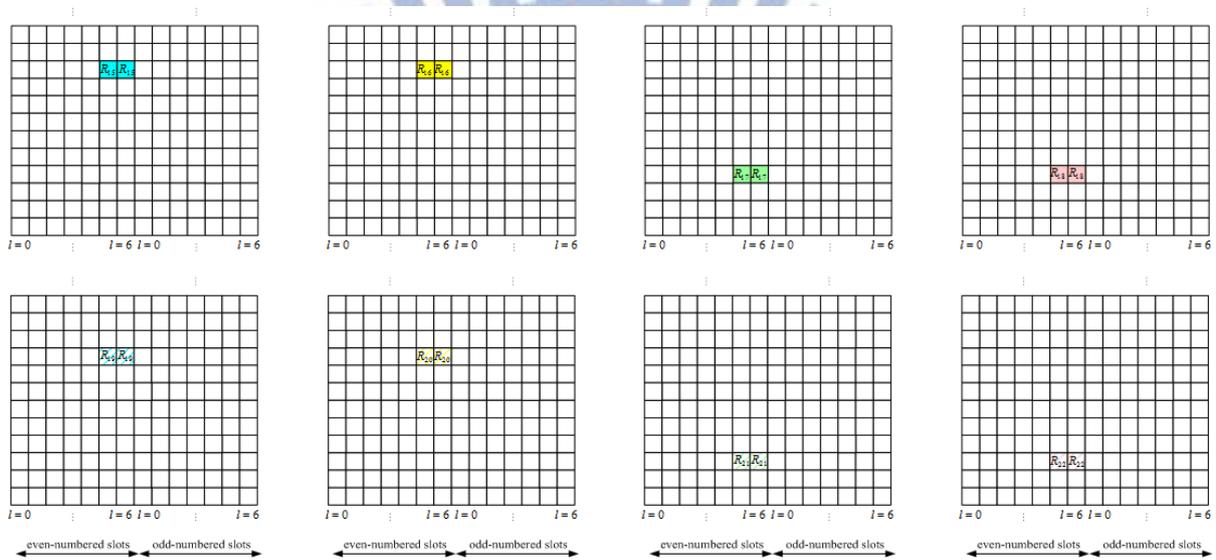
Channel State Information RS(CSI-RS)通道狀態參考訊號在 LTE-A release 10 裡被引入，主要用來讓用戶獲取通道狀態資訊(CSI)，特別是在天線數超過 4 根，CRS 不敷使用的時候。CSI-RS 被定義只有在傳輸模式 9 (Transmission mode 9)時才會使用。此模式指在通道狀況很好的時候，LTE-A 所支援的多層傳輸，最高可支援到八層 (rank-8)的資料傳輸。同時 CSI-RS 只在子載波頻寬 $\Delta f = 15 \text{ kHz}$ 時使用。

CSI-RS 序列 $r_{l,n_s}(m)$ 產生方式如下:

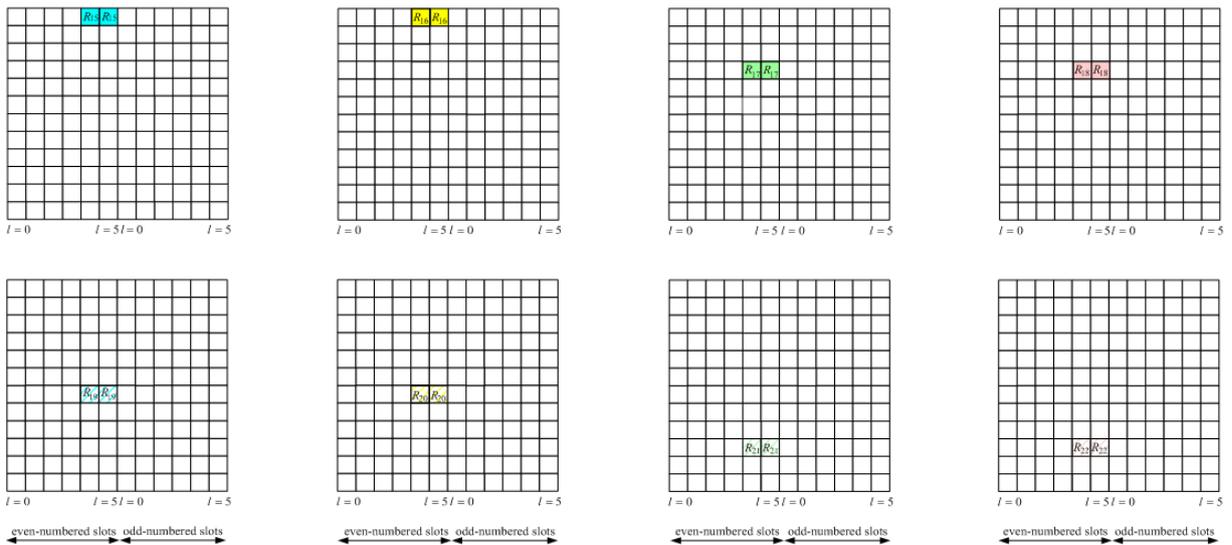
$$r_{l,n_s}(m) = \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - 2 \cdot c(2m)) + j \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - 2 \cdot c(2m+1)), \quad m = 0, 1, \dots, N_{\text{RB}}^{\text{max,DL}} - 1 \quad (2.5)$$

其中 n_s 是時槽的編號， l 是時槽內 OFDM 符元的編號， $N_{\text{RB}}^{\text{max,DL}}$ 是最大的下行傳送資源區塊數量。CSI-RS 的擺放方式如圖 2-12 所示，更詳細的訊號產生方式及

虛擬隨機序列 $c(i)$ 的定義請參照文獻[7]



Mapping of CSI reference signals (CSI configuration 0, normal cyclic prefix)



Mapping of CSI reference signals (CSI configuration 0, extended cyclic prefix)

圖 2-12：CSI-RS 擺放位置示意圖

2.2.2 LTE 同步訊號(Synchronization signal)

3GPP LTE/LTE-A 的系統裡總共定義了 504 個不同的物理層(physical layer, layer 1)細胞識別碼(cell identity, cell-ID)。而這 504 組區域識別碼又被劃分成 168 個不同的細胞辨別群組(cell-ID group)，每個群組內有三組不同的區域識別碼(sector-ID)。3GPP LTE/LTE-A 系統將區域識別碼定義為 $N_{ID}^{cell} = 3N_{ID}^{(1)} + N_{ID}^{(2)}$ ，所以 $N_{ID}^{(1)}$ 就代表著 cell-ID group，範圍從 0 到 167。 $N_{ID}^{(2)}$ 則代表 sector-ID，範圍從 0 到 2。每個 $N_{ID}^{(1)}$ 皆由一組不同的 m_0 及 m_1 組成， m_0 的範圍從 0 到 29， m_1 的範圍從 1 到 30。 m_0 及 m_1 與 $N_{ID}^{(1)}$ 的對應關係如下，對照表如表 2-10 所示

$$m_0 = m' \bmod 31$$

$$m_1 = (m_0 + \lfloor m'/31 \rfloor + 1) \bmod 31$$

$$m' = N_{ID}^{(1)} + q(q+1)/2, \quad q = \left\lfloor \frac{N_{ID}^{(1)} + q'(q'+1)/2}{30} \right\rfloor, \quad q' = \lfloor N_{ID}^{(1)}/30 \rfloor$$

表 2-10：cell-ID group $N_{ID}^{(1)}$ 與 (m_0, m_1) 對照表

$N_{ID}^{(1)}$	m_0	m_1												
0	0	1	34	4	6	68	9	12	102	15	19	136	22	27
1	1	2	35	5	7	69	10	13	103	16	20	137	23	28
2	2	3	36	6	8	70	11	14	104	17	21	138	24	29
3	3	4	37	7	9	71	12	15	105	18	22	139	25	30
4	4	5	38	8	10	72	13	16	106	19	23	140	0	6
5	5	6	39	9	11	73	14	17	107	20	24	141	1	7
6	6	7	40	10	12	74	15	18	108	21	25	142	2	8
7	7	8	41	11	13	75	16	19	109	22	26	143	3	9
8	8	9	42	12	14	76	17	20	110	23	27	144	4	10
9	9	10	43	13	15	77	18	21	111	24	28	145	5	11
10	10	11	44	14	16	78	19	22	112	25	29	146	6	12
11	11	12	45	15	17	79	20	23	113	26	30	147	7	13
12	12	13	46	16	18	80	21	24	114	0	5	148	8	14
13	13	14	47	17	19	81	22	25	115	1	6	149	9	15

14	14	15	48	18	20	82	23	26	116	2	7	150	10	16
15	15	16	49	19	21	83	24	27	117	3	8	151	11	17
16	16	17	50	20	22	84	25	28	118	4	9	152	12	18
17	17	18	51	21	23	85	26	29	119	5	10	153	13	19
18	18	19	52	22	24	86	27	30	120	6	11	154	14	20
19	19	20	53	23	25	87	0	4	121	7	12	155	15	21
20	20	21	54	24	26	88	1	5	122	8	13	156	16	22
21	21	22	55	25	27	89	2	6	123	9	14	157	17	23
22	22	23	56	26	28	90	3	7	124	10	15	158	18	24
23	23	24	57	27	29	91	4	8	125	11	16	159	19	25
24	24	25	58	28	30	92	5	9	126	12	17	160	20	26
25	25	26	59	0	3	93	6	10	127	13	18	161	21	27
26	26	27	60	1	4	94	7	11	128	14	19	162	22	28
27	27	28	61	2	5	95	8	12	129	15	20	163	23	29
28	28	29	62	3	6	96	9	13	130	16	21	164	24	30
29	29	30	63	4	7	97	10	14	131	17	22	165	0	7
30	0	2	64	5	8	98	11	15	132	18	23	166	1	8
31	1	3	65	6	9	99	12	16	133	19	24	167	2	9
32	2	4	66	7	10	100	13	17	134	20	25	-	-	-
33	3	5	67	8	11	101	14	18	135	21	26	-	-	-

同步訊號又分為主要同步訊號(Primary Synchronization Signal, PSS)和次要同步訊號(Secondary Synchronization Signal, SSS)，PSS 也可稱為 P-SCH(Primary Synchronization Channel)，同理 SSS 也可稱為 S-SCH(Secondary Synchronization Channel)，各自包含著不同的資訊，在訊框上擺放的位置也不盡相同。以 FDD 正常 CP 的架構做舉例，在時域上，PSS 放置在編號第 0 及第 5 個子訊框內的最後一個 OFDM 符元，SSS 則放在相同時槽內的倒數第二個 OFDM 符元。在頻域上，PSS 從中間的直流子載波(DC Subcarrier)向上下各延伸 31 個子載波，最外面還有 5 個子載波當作保護子載波，加上 DC 總共佔據 73 個子載波。詳細的擺放方式如圖 2-13 及圖 2-14:

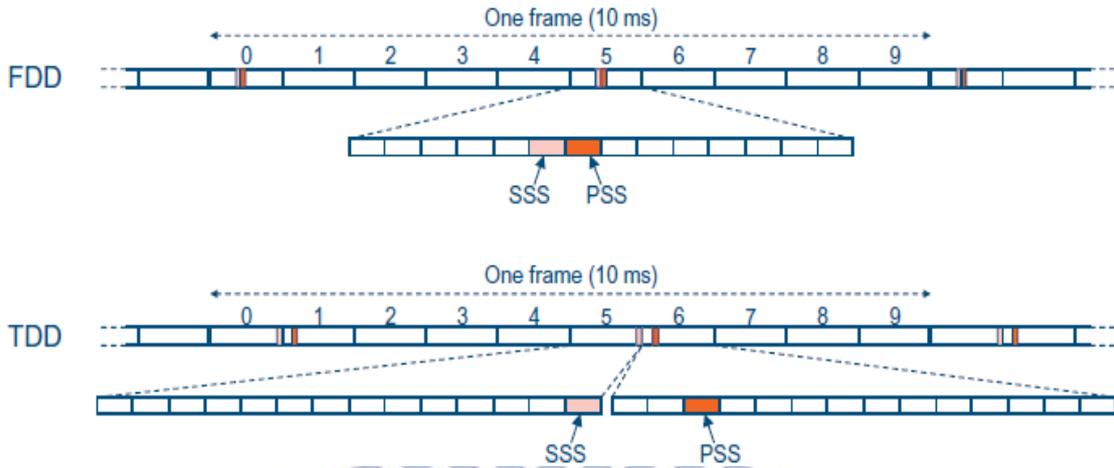


圖 2-13：PSS 及 SSS 在 TDD 及 FDD 架構下擺放示意圖

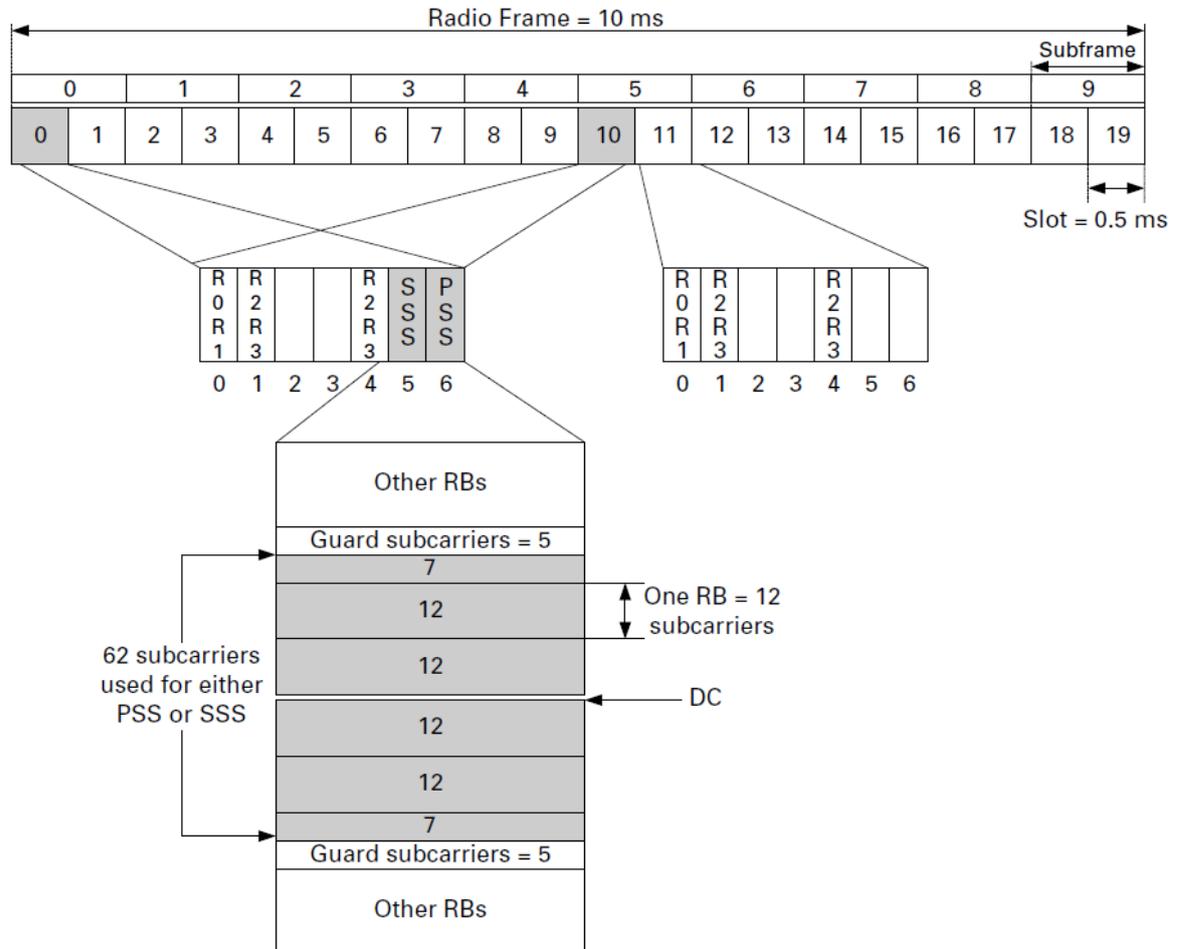


圖 2-14：PSS 及 SSS 在 LTE 資源網格下擺放示意圖

2.2.2.1 主要同步訊號(Primary Synchronization Signal)

主要同步訊號(Primary Synchronization Signal, PSS)代表著區域識別碼的索引，也就是 $N_{ID}^{(2)}$ ，亦即不同區域識別碼的細胞會有不同的 PSS 訊號。PSS 訊號由長度為 63 的 Zadoff-Chu (ZC) 序列所構成，ZC 是一個固定振幅零自相關序列 (Constant Amplitude Zero-Auto-Correlation, CAZAC)。固定振幅可以有效的限制峰均值比(Peak-to-Average Power Ratio, PAPR)，並且由於只有訊號的相位需要被計算及儲存，一方面也簡化了實際應用時的難度。比起傳統虛擬雜訊(Pseudo-Noise, PN)序列，ZC 只有在完全一樣的序列對應時才會出現峰值，其他時候都是零相關，不像 PN 序列還會有零星的相關性，如圖 2-13 所示。完全零自相關的特性使得 ZC 序列常被拿來當作參考及同步訊號使用，。因為藉著將接受到的 ZC 訊號與參考的 ZC 訊號做交相關，即可根據峰值是否出現得知何者為傳送訊號。此外這樣的特性也使得不同的正交碼(orthogonal code)可以由同一組位移(shifted)過的 ZC 序列產生，簡潔了系統的複雜度。

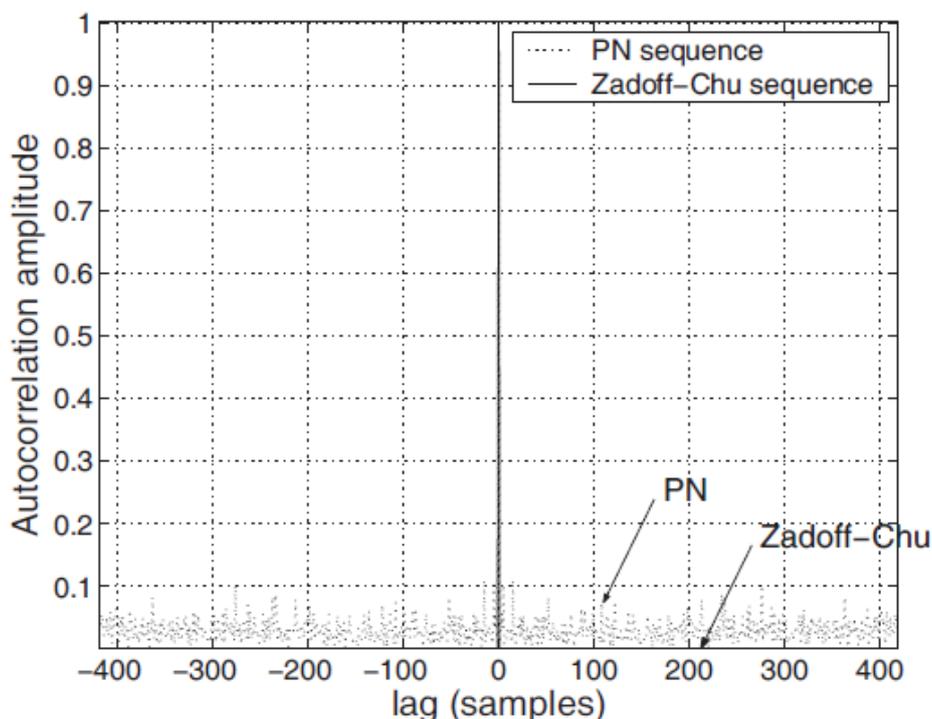


圖 2-15：ZC 序列與 PN 序列相關性比較

PSS 序列產生的方式如下：

$$d_u(n) = \begin{cases} e^{-j\frac{\pi u n(n+1)}{63}} & n = 0, 1, \dots, 30 \\ e^{-j\frac{\pi u (n+1)(n+2)}{63}} & n = 31, 32, \dots, 61 \end{cases} \quad (2.6)$$

其中不同的 sector-ID 分別對應到不同的 u 值：

表 2-11：PSS 的序列對應

$N_{ID}^{(2)}$	Root index u
0	25
1	29
2	34

PSS 序列在頻域上的擺放方式如下圖所示，更詳細的 PSS 資訊請參考文獻[7]-[10]

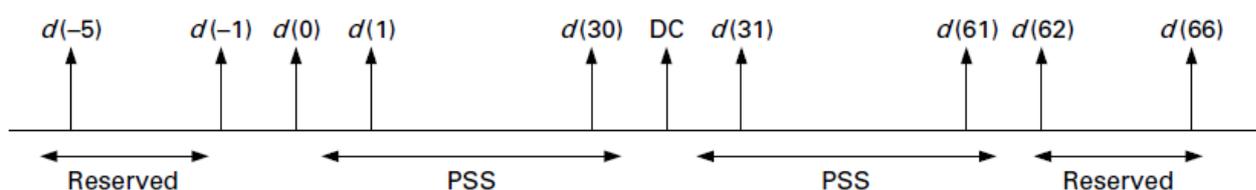


圖 2-16：PSS 序列在子載波上位置對應圖

2.2.2.2 次要同步訊號(Secondary Synchronization Signal)

次要同步訊號(Secondary Synchronization Signal, SSS)代表著細胞識別碼群組(cell-ID group)的索引，也就是 $N_{ID}^{(1)}$ 。SSS 由兩組長度為 31 的 BPSK 調變序列經過攪亂(scrambling)所組成。不同於 PSS 在子訊框編號 0 及子訊框編號 5 擺放的是一模一樣的兩組訊號，SSS 在兩個不同位置分別有定義不同的兩組訊號如下：

$$d(2n) = \begin{cases} s_0^{(m_0)}(n)c_0(n) & \text{in subframe 0} \\ s_1^{(m_1)}(n)c_0(n) & \text{in subframe 5} \end{cases}$$

$$d(2n+1) = \begin{cases} s_1^{(m_1)}(n)c_1(n)z_1^{(m_0)}(n) & \text{in subframe 0} \\ s_0^{(m_0)}(n)c_1(n)z_1^{(m_1)}(n) & \text{in subframe 5} \end{cases} \quad (2.7)$$

其中 $s_0^{(m_0)}(n)$ 及 $s_1^{(m_1)}(n)$ 就是兩組長度為 31，根據每個細胞辨別碼族群特有的 m_0 及 m_1 所產生的序列。產生方式如下：

$$\begin{aligned} s_0^{(m_0)}(n) &= \tilde{s}((n + m_0) \bmod 31) \\ s_1^{(m_1)}(n) &= \tilde{s}((n + m_1) \bmod 31) \end{aligned} \quad (2.8)$$

而 $c_0(n)$ 及 $c_1(n)$ 是根據主要同步訊號來決定的攪亂序列(scrambling sequence)。

產生方式如下：

$$\begin{aligned} c_0(n) &= \tilde{c}((n + N_{ID}^{(2)}) \bmod 31) \\ c_1(n) &= \tilde{c}((n + N_{ID}^{(2)} + 3) \bmod 31) \end{aligned} \quad (2.9)$$

$z_1^{(m_0)}(n)$ 及 $z_1^{(m_1)}(n)$ 也是由 m_0 及 m_1 來決定的攪亂序列。產生方式如下：

$$z_1^{(m_0)}(n) = \tilde{z}((n + (m_0 \bmod 8)) \bmod 31) \quad (2.10)$$

$$z_1^{(m_1)}(n) = \tilde{z}((n + (m_1 \bmod 8)) \bmod 31) \quad (2.11)$$

$\tilde{s}(n)$ ， $\tilde{c}(n)$ 及 $\tilde{z}(n)$ 的序列如下表所示：

表 2-12： $\tilde{s}(n)$ ， $\tilde{c}(n)$ 及 $\tilde{z}(n)$ 序列

$\tilde{s}(n)$	1 1 1 1 -1 1 1 -1 1 -1 -1 1 1 -1 -1 -1 -1 -1 -1 1 1 1 -1 -1 1 -1 -1 -1 1 1 -1 1 -1
$\tilde{c}(n)$	1 1 1 1 -1 1 -1 1 -1 -1 -1 1 -1 -1 1 1 1 -1 -1 -1 -1 -1 1 1 -1 -1 1 -1 1 1 -1
$\tilde{z}(n)$	1 1 1 1 -1 -1 -1 1 1 -1 -1 1 -1 -1 -1 -1 -1 1 -1 1 1 1 -1 1 1 -1 1 -1 1 -1 -1

SSS 序列在頻域上的擺放方式如下圖所示，更詳細的 SSS 資訊請參考文獻[7]-[10]

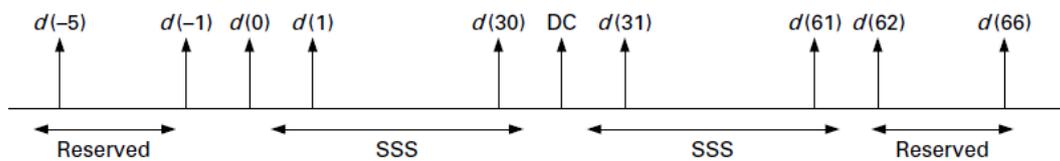


圖 2-17：SSS 序列在子載波上位置對應圖

第三章

LTE/LTE-A 的定位及同步方法

定位技術首先源自於美國聯邦通訊委員會(US Federal Communications Commission, FCC)強制規定所有電信業者必須具備鎖定手機位置的功能，以便在使用者撥打 911 急救電話時相關單位能透過此一技術來搜救使用者。FCC 在 Emergency 911 標準裡規範的定位準確度標準為：

- 基於網絡為基礎(Network-based)的定位，準確度須達到 67%的使用者定位誤差在 100 公尺之內，95%的使用者定位誤差在 300 公尺之內
- 基於手持裝置為基礎(Handset-based)的定位，準確度須達到 67%的使用者定位誤差在 50 公尺之內，95%的使用者定位誤差在 150 公尺之內

本章節將重點介紹 LTE/LTE-A 系統裡所定義的定位方法，以及基礎的細胞搜尋(Cell Search)與同步流程

3.1 LTE/LTE-A 定位技術介紹

隨著手持行動裝置(mobile devices)逐漸成為日常生活裡不可或缺的一環，使用者對行動裝置的應用程式需求也越來越高，其中，越來越多的應用都使用到了定位技術，無論是本地搜索類應用，還是各種商業信息發布類應用，更不用說眾多的交通導航類應用。定位服務(Location Based Service, LBS)的應用已經是當下最為流行的移動應用之一。

其中，LTE/LTE-A 定位技術可以分成由基地台為基礎的定位(eNB-based)，如強化細胞驗證法(Enhanced Cell ID, ECID)、由使用者為基礎的定位(UE-based)，如輔助式全球衛星系統(Assisted Global Navigation Satellite System, A-GNSS)、或

由使用者輔助定位(UE-assisted)，如觀測時間差定位(Observed Time Difference of Arrival)等[4][11]。

3GPP Release 9 除定義了 LTE 的定位技術，還定義了一種全新的定位協議 (LTE Positioning Protocol) [2]。LPP 能夠全面支持 LTE 中用到的定位技術(包括 ECID、A-GNSS 和 OTDOA)，它還支持 A-GNSS+OTDOA 的混合定位技術。基於 4 個球面確定一個點的原理，手機在定位時需要 4 個參考點。在 LPP 協議的支持下，在衛星可見性較好的地區(如市郊)，手機可以通過測量 4 顆衛星信號進行定位;在衛星可見性較不好的地區(如市中心)，手機可以通過測量 2 顆可見衛星信號及 2 個 LTE 基站信號進行定位;而在衛星不可見的室內，手機則通過 OTDOA 實現定位，如圖 3-1 所示。LPP 的優勢在於能夠保證手機終端在各種環境下都能實現定位。

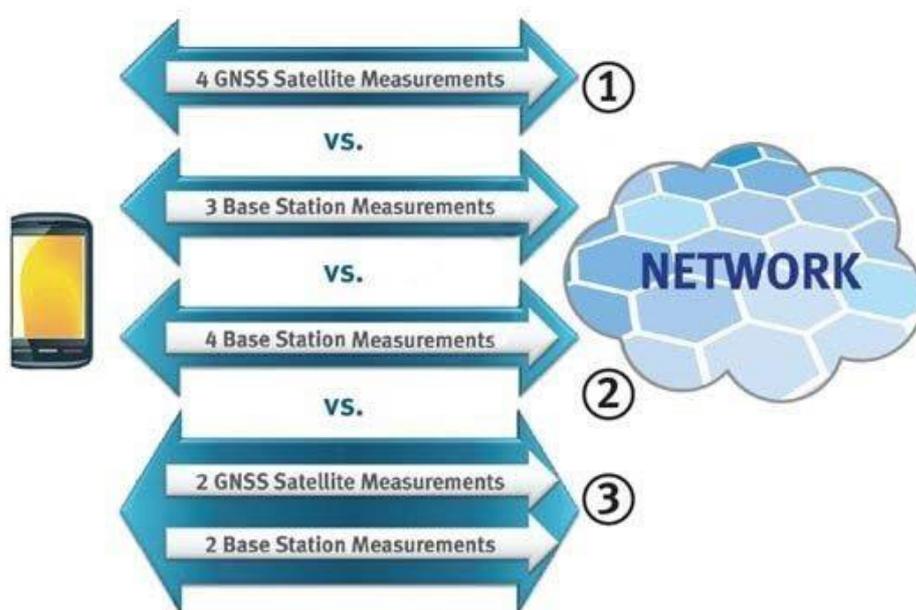


圖 3-3：LPP 定位協議

LPP 作為通用定位通信協議，主要功能在於在網絡與用戶端之間交互定位輔助數據和定位信息。實際上它既可以在控制平面也可以在數據平面使用。相對來說，控制平面的實現方式需要用到專用控制通道並且會顯著地增加移動網絡成本，因

為多個網元需要在軟體和硬體上升級，才能支持這些定位相關的控制平面命令。因此，用戶平面的實現方式更容易被用於商業應用。

3.1.1 強化細胞驗證法(ECID)定位

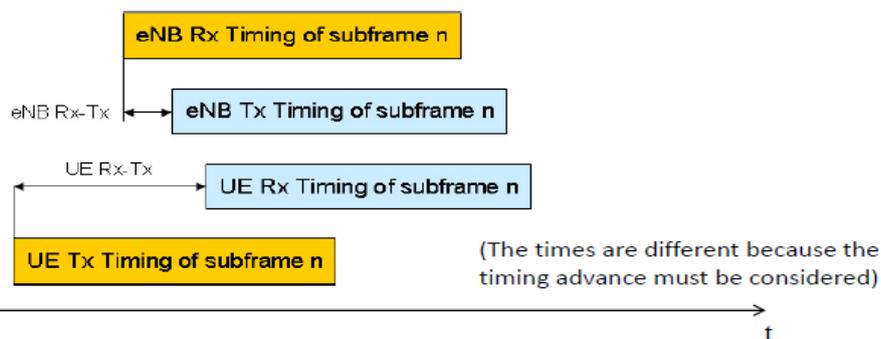
強化細胞驗證(Enhanced Cell ID, ECID)定位法[11]是傳統細胞驗證(Cell ID, CID)定位法的改良版本。傳統 CID 定位法利用蜂巢系統內每個細胞區段(sector)都有不同的細胞識別碼(Cell ID)做基礎，一旦用戶與細胞內的伺服基地台(serving eNB)完成同步，系統即可知道用戶位於哪一個細胞內的哪一個區段，如此一來用戶的位置便被鎖定在該基地台所服務的區域內。由於傳統 CID 定位法準確度依賴於定位時為手機提供服務的基地台數量及範圍。因此在都市中 CID 的定位準確度只能達到誤差 300 到 500 公尺的程度，在基地台數量稀少的市郊地帶甚至會誤差好幾公里。因此，ECID 法在 3GPP release 9 裡被提出來加強此一方法。

ECID 定位方法主要利用訊號來回基地台及用戶的時間(Round Trip Time, RTT)及上行入射角度(Angle of Arrival, AoA)的資訊來輔助定位，以下分別介紹：

訊號來回時間(RTT)估計

藉由分析訊號前進時序(Time Advance, TA)在傳送以及接收段的時間差，即可算出基地台與用戶的距離，如下圖所示：

eNB and UE receive-transmit timing difference



$$RTT = (eNB Rx - Tx) + (UE Rx - Tx) \quad \text{Distance } d \quad d = c \cdot \frac{RTT}{2}$$

圖 3-2：RTT 計算

算出基地台與用戶距離後搭配原本的 Cell ID 資訊即可得到用戶在區段 (sector) 內的位置，而準確度又依照計算一個基地台與用戶的距離差及三個基地台與用戶的距離差分成兩種狀況如圖 3-3 所示：

Case 1 (1 eNB)

Case 2 (3 eNB's)

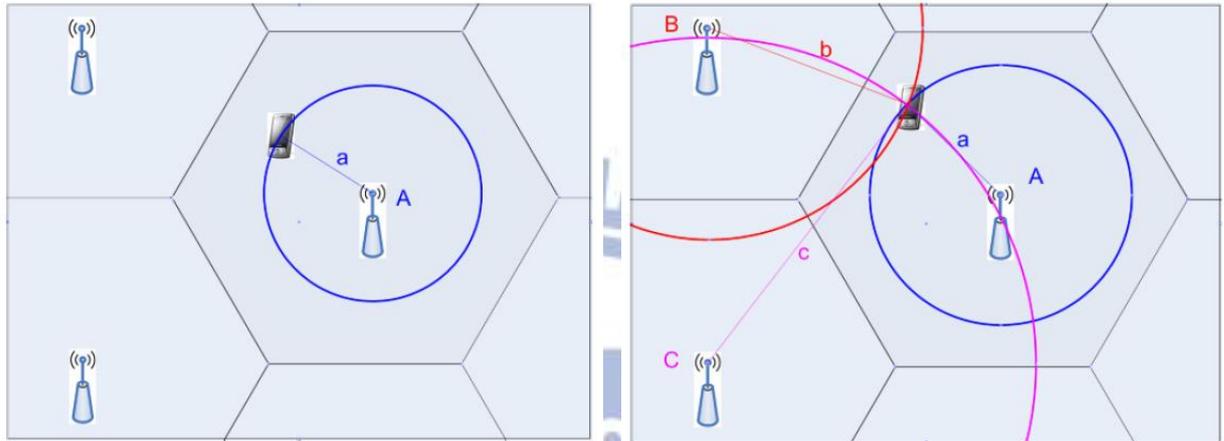


圖 3-3：RTT-based ECID 示意圖

入射角(AoA)估計

入射角的估計是利用用戶傳給基地台的上行參考訊號，如探測參考訊號 (Sounding Reference Signal, SRS) 及解調參考訊號 (Demodulation Reference Signal, DM-RS) 的入射角度來輔助定位出用戶在區段內的位置，如下圖所示：

Case 3 (Angle-of-Arrival, AoA)

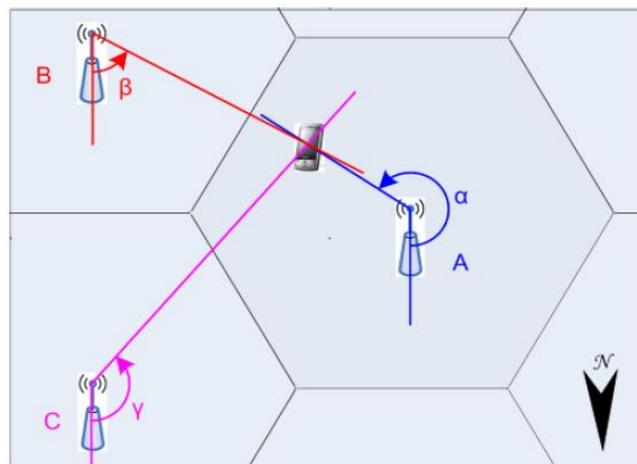


圖 3-4：AoA-based ECID 示意圖

ECID 定位法好處是當用戶在室內仍然可以使用，且實測上大約可以達到誤差範圍在 150 公尺以內

3.1.2 輔助全球衛星(A-GNSS)定位

輔助全球衛星定位(Assisted Global Navigation Satellite System, A-GNSS) [11] 或者 A-GPS(Assisted Global Positioning System)即是前一代眾所皆知的 GNSS 系統的改良。GNSS 定位法利用行動裝置內裝載的 GNSS 接收機(receiver)來偵測衛星訊號，優點是準確度最高，通常誤差都在 30 公尺內。缺點是行動裝置不一定有 GNSS 接收機且至少要與 4 顆衛星(三度空間有 4 個未知數: 經緯度，高度，時間)有 LOS 路徑，也就是跟衛星之間不能有障礙物，才能夠順利定位。這對於大樓林立的都市環境是一個很大的障礙，如圖 3-5 所示:

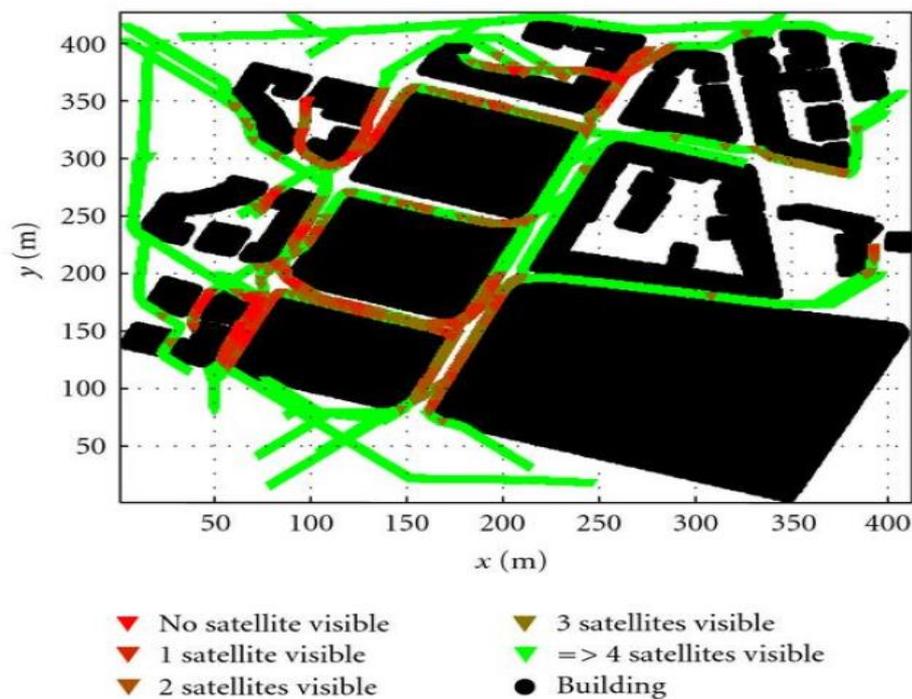


圖 3-5：都市內可直視衛星分布

GNSS 系統的另外一個問題是首次定位時間(Time to First Fix, TTFF)太長，也就是系統在冷開機狀態下，開機之後完成第一次定位所需的時間。由於手持裝置

內的 GNSS 接收機要偵測到衛星訊號需要一段不短的搜尋時間，甚至常常因為無法直視到 4 個衛星而沒辦法做定位，因此輔助式衛星定位(A-GNSS) 因運而生。

輔助式衛星定位即利用基地台網絡(network)做為輔助資料以幫助初步的定位，接著再用原本的 GNSS 系統來精確定位。如此一來大幅減低搜尋所有衛星所花費的 TTFF。除了靈敏度及準確度的提升，由於開機搜尋的時間變短，也大幅減低了定位時所損耗的電力。

3.1.3 觀測時間差(OTDOA)定位

觀測時間差(Observed Time Difference of Arrival)法[11][12][13]為前一代觀測時間法(Time of Arrival, TOA)的改良。傳統 TOA 的定位係利用量測基地台之參考訊號到達用戶端的時間(t)與光速(c)乘積得到基地台與用戶端的估測距離為一同心圓，我們可以由式子(3.1)理解，其中 t_i 為某編號 i 基地台的訊號送到用戶端的時間， d_i 為某編號 i 基地台到該用戶的距離

$$t_i = \frac{d_i}{c} = \frac{\sqrt{(x-x_i)^2 + (y-y_i)^2}}{c} \quad (3.1)$$

$$\hat{d}_i = \sqrt{(x-x_i)^2 + (y-y_i)^2} \quad (3.2)$$

再利用來自三個不同基地台之參考訊號形成三個同心圓後使用最小平方估測法(Least-squares Estimation)等手段來估計用戶位置，如下圖所示:

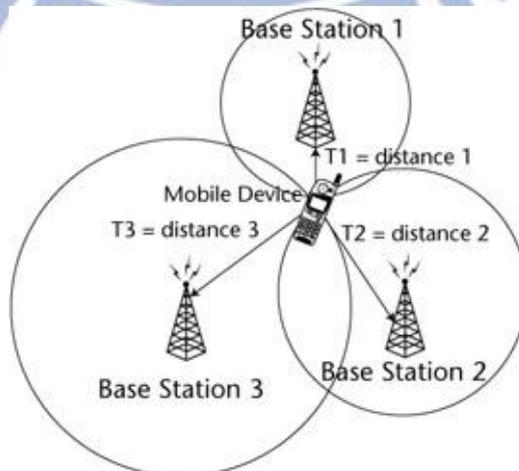


圖 3-6：TOA 定位法

TOA 定位法的缺點在於當基地台與用戶端之間的時間非同步(asynchronous)時，雙方都無法知道發射訊號的絕對時間，自然也沒有辦法使用參考訊號抵達時間來推測對方距離。TDOA 即利用相對時間差來改善這一個問題。由兩個不同基地台同時發射參考訊號給用戶，兩者時間差(Reference Signal Time Difference, RSTD)形成一條單曲線(one of the hyperbola)，如式子(3.3)

$$t_i - t_j = (\tau_i + t_M) - (\tau_j + t_M) \quad (3.3a)$$

$$= \tau_i - \tau_j \quad (3.3b)$$

$$= \frac{d_i}{c} - \frac{d_j}{c} \quad (3.3c)$$

$$= \frac{\sqrt{(x-x_i)^2 + (y-y_i)^2}}{c} - \frac{\sqrt{(x-x_j)^2 + (y-y_j)^2}}{c} \quad (3.3d)$$

$$\hat{d}_{ij} = \sqrt{(x-x_i)^2 + (y-y_i)^2} - \sqrt{(x-x_j)^2 + (y-y_j)^2} \quad (3.4)$$

其中 (x, y) 代表未知用戶位置， (x_i, y_i) ， (x_j, y_j) 分別為兩個基地台的座標。利用至少三個基地台兩兩形成的三條單曲線，再用最小平方法估測出用戶的位置，如下圖所示：

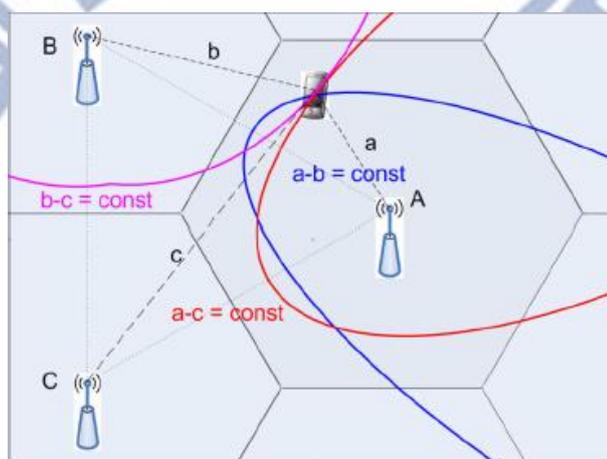


圖 3-7：TDOA 定位法

由於 TDOA 必須使用來自不同基地台參考訊號之時間差來做估測，因此有

一個限制是選定的基地台之間必須為同步系統(synchronous system)。TDOA 定位其實早在 3G 規格裡就已經提出，但由於 3G 是一個非同步系統，所以沒有真的付諸使用，直到 LTE 變成同步系統 OTDOA 的方式才真正得以實行。

3.1.4 LTE 定位技術準確度比較

上述幾種 LTE 規格裡定義的定位技術分別在不同情況下適用，且定位準確度也各有不同。基本上來說，A-GNSS 的定位準確度最高，一般可以達到 10 公尺到 50 公尺內的誤差，但在都市內且無法直視天空(non-line-of-sight to sky)及室內(indoor)環境卻無法使用。ECID 及 OTDOA 在上述環境都可使用，不過在估測基地台到用戶間距離時都會受到多重路徑干擾(multipath fading)的嚴重影響。OTDOA 基本上來說準確度會比 ECID 好一些。誤差視不同環境而定大多在 50 公尺到 150 公尺之間，而 ECID 則如前述受到不同地區細胞大小及基地台分布疏密的影響，一般而言越靠近郊區的定位準確度則越差。幾種定位技術的準確度及適用區域比較如圖 3-8 所示

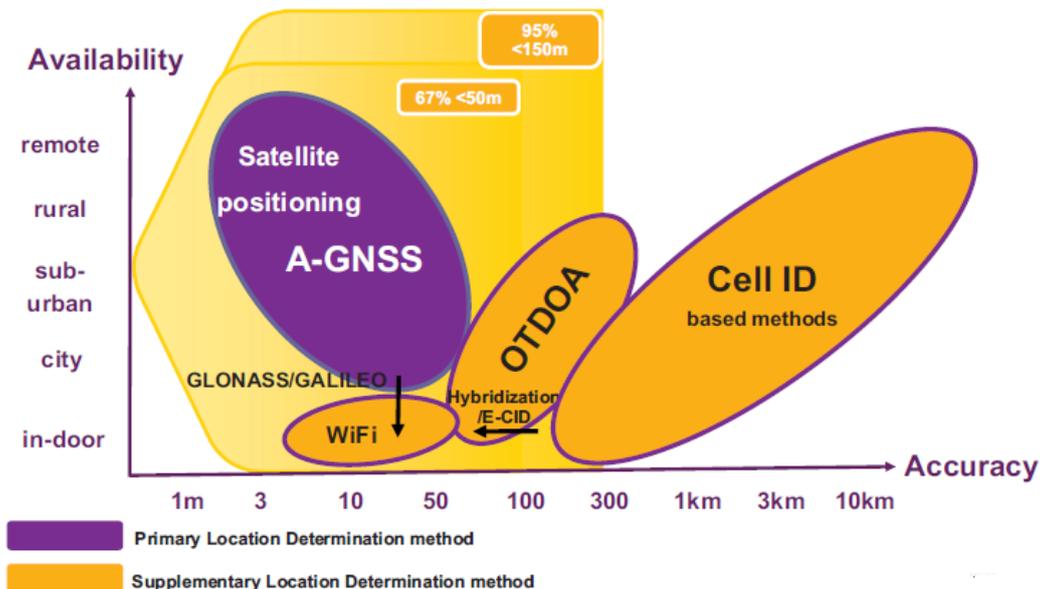


圖 3-8：LTE 定位技術準確度

由上圖可以發現 A-GNSS 的定位趨勢剛好跟 ECID 及 OTDOA 都相反，越靠

近郊區因為遮蔽物少，直視天空機會增加，定位準確度也跟著提高。而 Wi-Fi 由於使用固定網域，只要查詢用戶 IP 即可知道收受服務的位置，因此準確度也非常高，但通常只能作為室內定位使用。OTDOA 及 A-GNSS 的準確度基本上都有符合美國 FCC 單位的規定，ECID 則要看情況。詳細的比較可以參考文獻[14]

3.2 LTE/LTE-A 基礎細胞搜尋及同步流程介紹

LTE 下行(downlink)系統採用的是正交分頻多工(Orthogonal Frequency Division Multiple Access, OFDMA)技術，因此在接收端對於時間及頻率的同步要求必須非常嚴謹，才能成功地解調接收訊號。細胞搜尋(cell search)即從用戶開啟行動裝置之後，用戶裝置(User Device)必須找出訊號最強的基地台，使得行動裝置與基地台達成頻率及時間同步，以便做後續與基地台通訊的步驟，而整個手機在 LTE 系統裡進行的初步存取(initial access)流程如下圖所示。

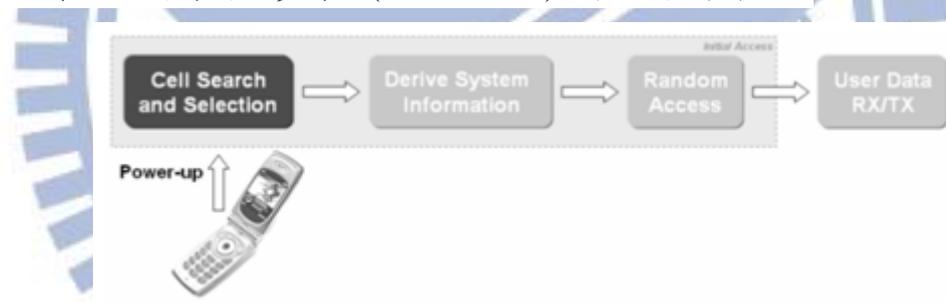


圖 3-9：LTE 初步存取示意圖

完成初步的搜尋及同步之後，行動裝置其實仍然會持續搜尋的動作，隨時偵測是否有鄰近基地台比現在攀附(camp-on)的基地台訊號更強，以方便進行通話切換(handover)。

過去一些文獻提出創新的同步及細胞搜尋方法，譬如在 802.11n 及 802.16e 將收到的訊號與導引信號(preamble)利用改良式差分相關器(modified differential correlator)響應後得到頻率偏移的估測，可以有效抵抗多重路徑干擾及時間選擇性衰減通道(time selective fading channel)的影響[15]，不過由於 LTE 裡沒有定義

時域的導引信號，因此這邊並不多作介紹。

整個 LTE 的細胞搜尋過程大致可以分成三個步驟[16][17]，如圖 3-9 所示。因為 LTE 的系統在 OFDM 架構下的循環前綴(Cyclic Prefix, CP)有分成延長 CP 及一般 CP，所以同步一開始必須先偵測 CP 的長度及所使用的 FFT 點數。而細胞搜尋的第一個步驟是在時域上做符元時序(symbol timing)的初步估計，及小數部分的載波頻率偏移(Fractional Carrier Frequency Offset, FCFO)補償。接下來的第二個步驟是利用得到的符元位置將訊號轉換到頻域，並利用主要同步訊號(PSS)來偵測整數部分的載波頻率偏移(Integer Carrier Frequency Offset)，及區域識別碼(sector-ID)。最後一個步驟是利用次要同步訊號(SSS)來偵測訊框時序及細胞分群辨別碼(cell-ID group)。在同步化及細胞搜尋的流程結束之後，則持續對通道殘餘的非理想效應做追蹤，這就是整個細胞搜尋及同步的大略流程。

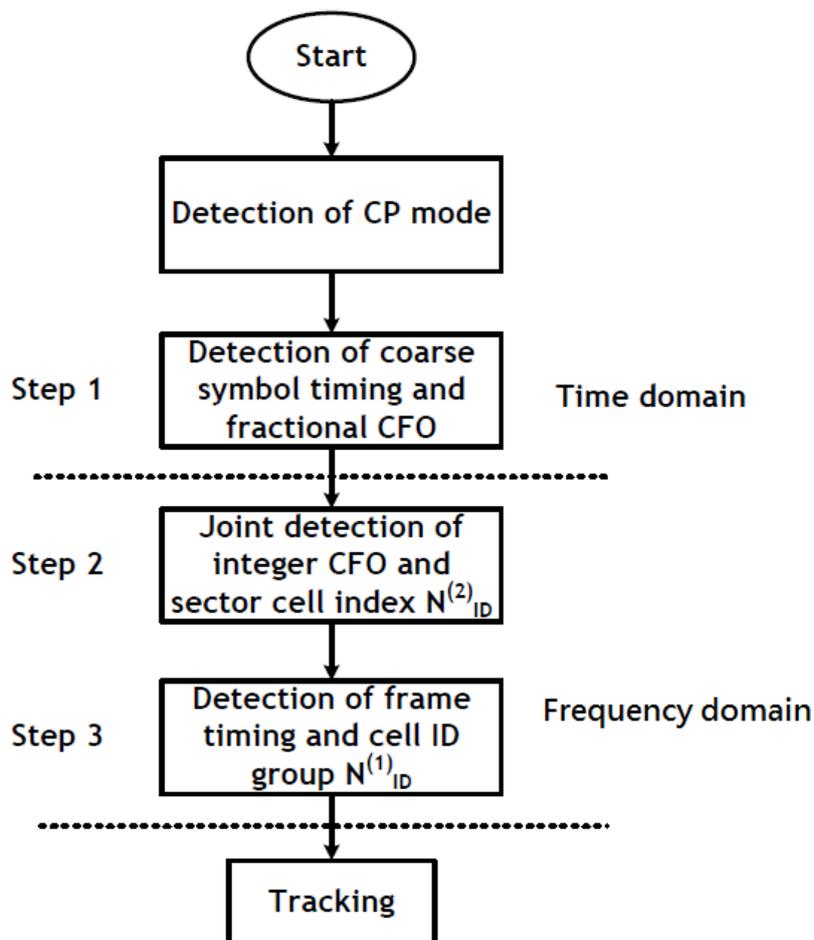


圖 3-10：LTE 細胞搜尋及同步示意圖

3.2.1 下行接收端系統架構介紹

訊號在無線的傳輸環境裡會遇到一些非理想效應，諸如傳播路徑損耗 (path-loss effect)，遮蔽效應 (shadowing effect)，多重路徑干擾 (multipath effect)，可加性高斯白雜訊 (Additive White Gaussian Noise, AWGN)，及本地震盪器與傳送端震盪器不匹配產生的載波頻率偏移 (CFO)，所以接收端的訊號可以由式子 (3.5) (3.6) 來表示

$$y(t) = x(t) \otimes h(t) + v(t) \quad (3.5)$$

$$z_n = y(t) * e^{j2\pi\Delta f t} \Big|_{t=nT_s} \quad (3.6)$$

其中 $x(t)$ 及 $v(t)$ 是代表連續時間上的傳送訊號及雜訊， $h(t)$ 代表時變的多路徑衰減通道， z_n 代表接收到的離散時間訊號， Δf 及 T_s 分別是 CFO 及取樣週期 (sampling period)。假設震盪器的誤差範圍為 ± 20 ppm，則在載波頻率為 2GHz 的情況下會產生大約 ± 2.66 個子載波 (subcarrier) 的頻率偏移。整個下行接收器的架構如下圖所示：

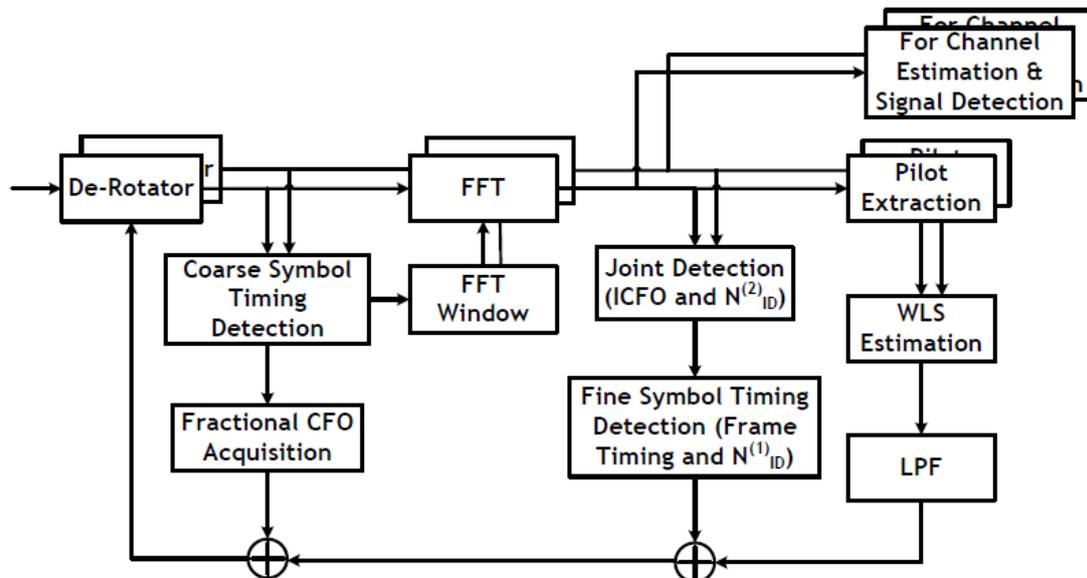


圖 3-11：LTE 下行接收架構

3.2.2 循環前綴偵測(CP Detection)

用戶端在接收到訊號欲估測符元時序之前，必須先偵測出系統使用之 CP 模式，否則就無法對邊界(boundary)進行估測。根據參考文獻[18]，使用正規化最大相關法(Normalized Maximum Correlation, NMC)來做 CP 模式的偵測是常用的方法，如式(3.7)所示：

$$x_{NMC} = \frac{\left| \sum_{i=0}^{N_{SC}-1} z^*(n-i) \cdot z(n-i-N_{SC}) \right|}{\left| \sum_{i=0}^{N_{SC}-1} z^*(n-i) \cdot z(n-i) \right|} \quad (3.7)$$

其中 z 代表收到的訊號， N_{SC} 代表所要偵測的子載波個數，藉由上式找出峰值(peak)即可得到 CP 的長度。

3.2.3 符元時序估計(Symbol Timing Estimation)

由於用戶接收端與基地台傳送端之間並不同步，且經過一個未知的無線通道環境後，我們無法在接收端得知訊號的起始點。因此為了要得到 FFT window 的位置，必須要先偵測符元的時序，也就是邊界位置。如此一來才能夠進行正確的 FFT 轉換，將時域上的訊號轉到頻域後續的處理。

在 OFDM 系統中，符元的前段會有一段長度內容為複製自己後段符元的訊號，也就是循環前綴(CP)，OFDM symbol 的示意圖如下所示：

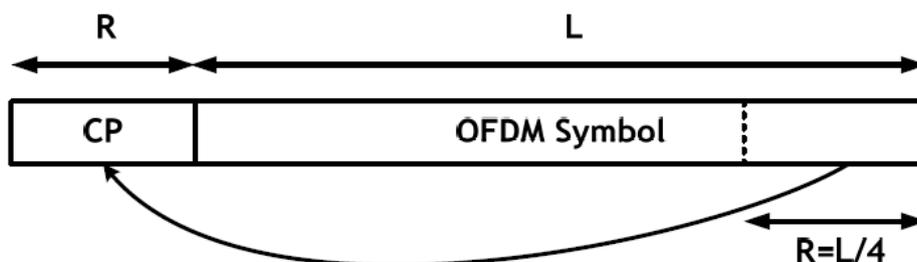


圖 3-12：OFDM 符元

其中 R 是 CP 的長度， L 是 FFT 的點數。圖中的 CP 長度為訊號長度的 1/4，也就是符元前面一段訊號是來自自己後 1/4 的符元。CP 的長度越長越能避免訊號符元間干擾(Inter Symbol Interference, ISI)，但太長也會影響傳輸速率，通常以 1/4 為限。LTE 裡針對不同頻寬不同 FFT 大小有定義其特定的 CP 長度如前述表 2-1。

因此傳統的符元邊界偵測就是利用 CP 與自身 symbol 之間的相關性來做估計，由延遲相關性(delay and correlation)演算法找出結果中相關性最大的位置，也就是符元的邊界位置。延遲的公式如下：

$$\Phi(n) = \left| \sum_{r=0}^{R-1} z_{n+r} \cdot z_{n+r+L}^* \right| \quad (3.8)$$

$$d_{boundary} = \arg \max_d \Phi(n) \quad (3.9)$$

其中 z 是接收端的離散訊號，符號*代表取訊號的共軛複數， R 代表 CP 長度， L 代表系統中的 FFT 點數，也就是 OFDM 符元長度。

除了傳統的單純延遲相關作法，也有將其正規化(normalized)後取峰值的方法，如下式：

$$\Phi_{normalized}(n) = \frac{\left| \sum_{r=0}^{R-1} z_{n+r} \cdot z_{n+r+L}^* \right|}{\left| \sum_{r=0}^{R-1} z_{n+r} \cdot z_{n+r}^* \right|} \quad (3.10)$$

由於這樣的估計無法排除多重路徑干擾及雜訊等效應，因此多少會造成取邊界時的誤差，這樣的誤差會使得子載波的相位產生旋轉偏移，如果誤差超過 CP 長度，則會產生 ISI，在後面的章節我們會在提出的方法裡有更詳細的說明。

3.2.4 小數部分載波頻率偏移估計(FCFO Estimation)

小數部分的載波頻率偏移可以由前面得到的符元邊界的結果來做小數部

分的載波頻率偏移估測。 $\hat{\varepsilon}_f$ 為小數部分的載波頻率偏移， $\Delta\hat{f}$ 為小數部分載波頻率偏移量， f_s 為子載波間距。利用載波的相位來做估測，小數部分載波頻率偏移表示如下

$$\Delta\hat{f} = \hat{\varepsilon}_f f_s = \frac{1}{2\pi L T_s} \angle(\max_d \Phi(n)) \quad (3.11)$$

小數部分載波頻率偏移估測的範圍在 $\pm 1/2$ 個子載波間距內，而且只有在接收端一開始接收的時候會做估測，偏移超過的部分還需要後續的整數載波頻率偏移估測來做補償，還有對殘餘的載波頻率偏移(residual CFO)做追蹤的動作，如此才算完成載波頻率偏移的補償。

3.2.5 整數部分載波頻率偏移估計及區域識別碼偵測(FCFO and Sector-ID Estimation)

匹配濾波器偵測

參考文獻[19]中使用匹配濾波器(Matched Filter, MF)來做 FCFO 及 sector-ID 的偵測，匹配濾波器的架構如圖 3-12 所示。由於 sector-ID 索引是位在 PSS 訊號中，所以匹配濾波器的係數就是 PSS 的序列，與收到的 z_n 訊號做匹配的運算。

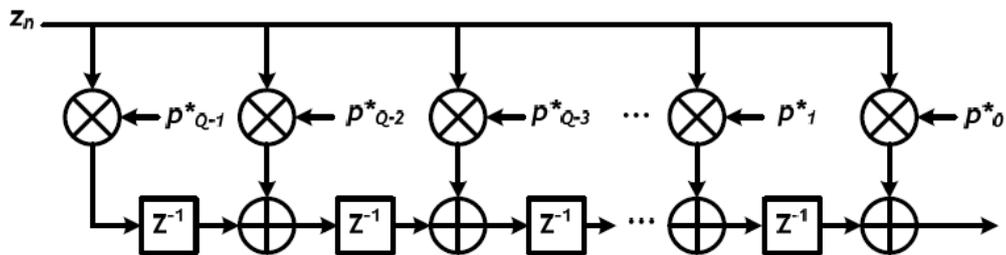


圖 3-13：匹配濾波器架構圖

不過由於通道衰減效應，尤其是嚴重的 CFO 效應會大幅降低傳統時域匹配濾波器偵測的準確度。此時可以使用多段平均(multi-segment)的方式來提升因嚴重 CFO 所造成效能下降的情況。因為原本全相關(full correlation)的偵測能量會因累加互相抵銷而變得很小，導致偵測效能低落，故使用平均的技巧可以降低能量抵銷的情形。

頻域直接偵測

除了在時域上偵測之外，也可以在頻域上進行偵測，如參考文獻[16]中提出的方法，也就是直接以三種不同規格裡定義的 PSS 序列(如表 2-9)與收到的頻域 PSS 作交相關的運算，如下式：

$$Q_i(n) = \sum_{k=-31, k \neq 0}^{31} d_i^*(k) \cdot R(n+K) \quad (3.12)$$

$$\hat{N}_s = \arg \max_i (|Q_i(n)|) \quad (3.13)$$

其中 d_i 表示第 i 種 PSS， $R(n)$ 為收到的訊號，交相關輸出的振幅 $|Q_i(n)|$ 經過比較以後找出其中最大的一個即是正確的 PSS 對應序列。不過此方法仍然會因為通道效應所造成的失真而不準。

3.2.6 訊框時序及細胞識別碼偵測(Frame Timing and Sector-ID Estimation)

同調偵測法

參考文獻[19]中提出一種偵測 cell-ID group 的方法，稱之為同調偵測法(coherent detection approach)。主要是利用前面偵測出的 PSS 頻率響應，將其補償在 SSS 頻域訊號上，消除 SSS 資料因通道衰減受到的失真。但因為不是直

接估計 SSS 上的頻率響應，所以此方法在時間選擇性衰減通道(time selective fading channel)下的表現會受到很大的影響。

非同調偵測法

除了同調偵測法之外，過去文獻也提出過非同調的偵測法[16][20]。因為一個 SSS 訊號中有 m_0 及 m_1 兩個未知數，非同調的概念基本上必須先將 SSS 訊號中的偶數子載波訊號 $s_{m_i}(n)c_i(n)$ 解出之後，再利用奇數子載波訊號解出另一個 m_i 。在參考文獻[20]中將收到的訊號做差分相關(differential correlation)來消除通道的效應，即可有效抵抗時間選擇性衰減通道，但會有平方損失(squaring loss)的限制，並且因為是使用同一個時槽中的整個 SSS 來做偵測，並非只取其奇偶數子載波訊號，故未知數較多，複雜度也較高，所以硬體的複雜度會稍微高一些。比差分相關法較簡化的方法就是直接以收到 SSS 與事先定義的 SSS 作交相關的運算[16]，雖然硬體方法較前一個簡單，不過因為沒有考慮到通道的效應，所以效能會較差。另外還有部分相關(partial correlation)的方法[20]。即將收到的 SSS 訊號分成數個小群組，再將各群組與已知的訊號交互相關計算並加總結果。因為切成若干群組的關係，此方法比較不受都卜勒效應影響。因此在高都卜勒效應的情況下，非同調的偵測法會比同調的偵測法效能好，而部分相關法會比差分相關法好，這是由於差分相關會有平方損失的問題導致。

第四章

以用戶定位回報為基礎的波束成型在大規模天線系統下的實現

大規模天線系統首先在文獻[1]裡被提出討論，主要概念是在基地台端利用遠大於現有數量的天線(一般來說至少 30-50 支天線)，來進行多輸入多輸出(MIMO)的傳輸。理論上可以達到吞吐量(throughput)及頻譜使用效率(spectrum efficiency)大幅增加的好處。但應用在實際系統上，考量到下行導引信號(downlink pilots)的數量有限，無法完整估計出大量下行通道，加上即使用戶端可以估計初下行通道，回傳給基地台的額外資料量(overhead)也很驚人，於是目前在實作上仍有一定困難度。

因此在大規模天線的環境下，波束形成(beamforming)是一個比較可行的做法，如何將波束集中在目標使用者的方位便成了一個主要的問題，本章節主要介紹我們所提出的解決方案。我們的主要想法是讓使用者自行計算出自己的位置，然後回報基地台自己的所在位置，由於波束有一定的寬度，因此精密的位置資訊不一定需要，我們可以將而細胞所涵蓋的區域事先分成幾個波束形成區塊，而用戶端可以透過廣播通道(broadcasting channel)得知區塊的分配情形。利用用戶端自行定位後，回傳一個所在區塊的索引(region index)給基地台，基地台再根據這個區塊索引利用大規模的天線對用戶做更精確的波束成型(beamforming)傳輸。如圖所示：

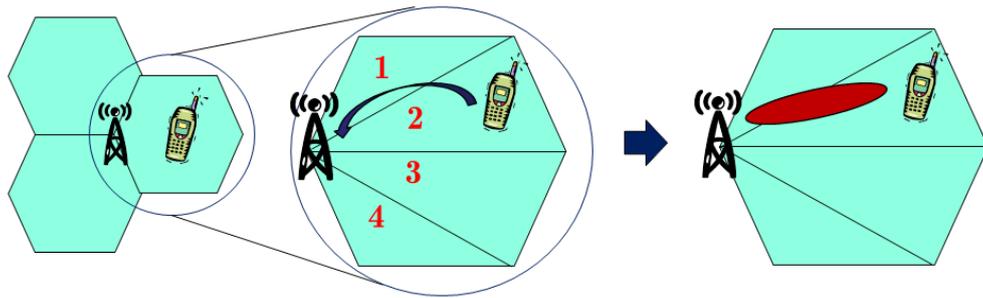


圖 4-4：OTDOA-based Beamforming 示意圖

此一構想主要建立在當陣列天線(antenna array)的數量增加時，可以使得波束成型的能量更加集中，配合高準確度的定位方式，來達到整個系統傳輸量(capacity)的增進。在定位的部分，考量到前述 A-GNSS 定位在室內及都市環境的不可靠性，及 ECID 定位的準確度太差問題，我們決定使用 OTDOA 作為我們的主要定位手段。此外在用戶非常靠近特定基地台時由於訊擾雜比(Signal to Interference plus noise ratio, SINR)低落而造成訊號的可辨識性(hearability)不佳的問題，我們使用接收訊號強度(Received Signal Strength, RSS)定位作為輔助。以下就對我們的提案內容做進一步的介紹

4.1 OTDOA 在 LTE 下的定位估計

如前一章所提到，OTDOA 定位必須仰賴基地台同時發送訊號給用戶端，再利用兩者之間的時間差形成的單曲線去做定位的工作。本節將介紹整個 OTDOA 定位在 LTE 系統估計時間差的詳細過程，後續的最小平方法定位及本篇論文使用的系統架構。在 LTE 系統時間差的估計上，我們主要採取兩階段的估計方式：

1. 先利用符元時序估計出大略的符元邊界(symbol boundary)位置
2. 再利用估測符元邊界與真實符元邊界的誤差造成頻域通道相位旋轉，進而使得時域通道在 LOS 環境下的主路徑響應(main tap)位移來做微調。

用戶端的 OTDOA 完整估計流程如下圖：

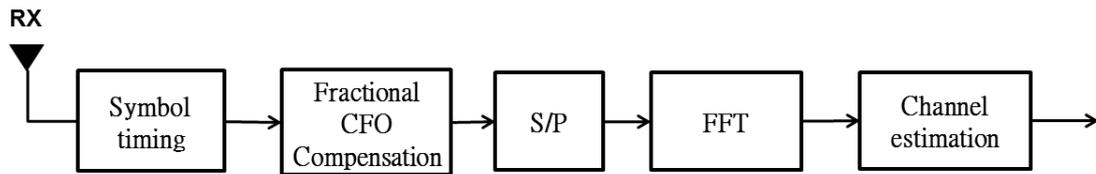


圖 4-2：OTDOA 時間差估計流程圖

4.1.1 改良式符元時序估計

如同前一章所提到的符元時序估計方法，我們主要採用以 CP 為基礎的延遲相關性(delay correlation)演算法來做符元時序的估計，如式(3.8) (3.9) (3.10)。

不同的是，由於這邊的估計必須同時偵測來自不同基地台的訊號，再得到相對時間差，如下圖所示：

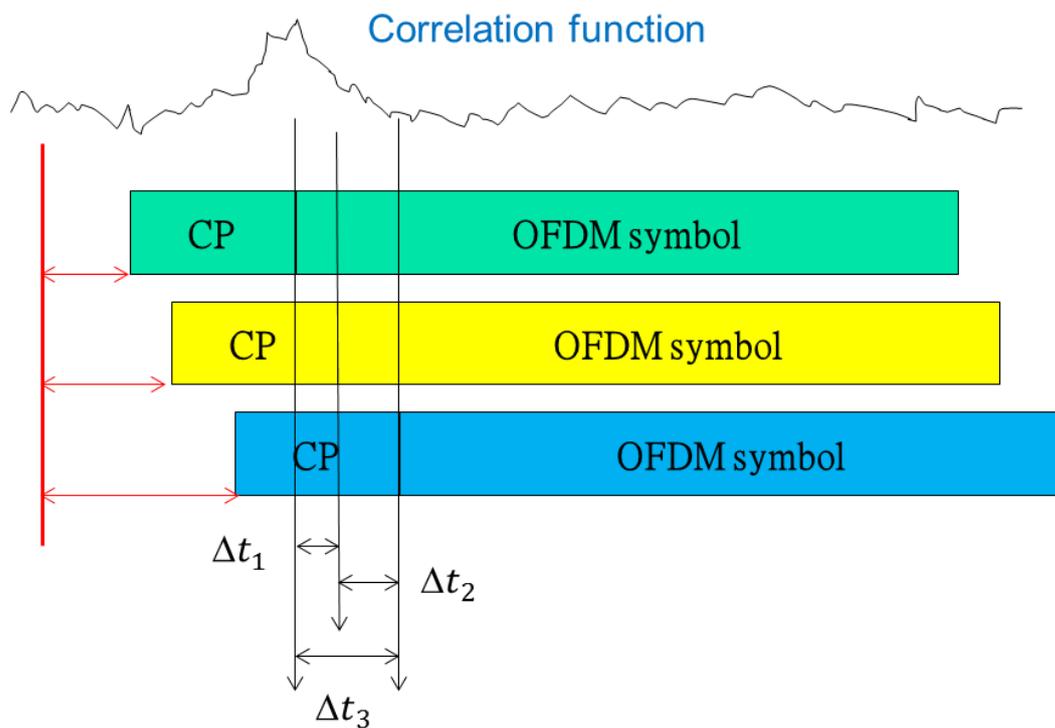


圖 4-3：OTDOA 符元時序估計示意圖

因此，當用戶非常靠近特定的基地台時，主要伺服基地台(serving base station)，(通常也就是離用戶最近的基地台)會對其他兩個基地台訊號的偵測產生很大的干擾(interference)，造成 SINR 非常低，也因此使得相關器(correlator)的輸出結果峰值非常不明顯，容易造成時序估計錯誤(symbol timing error)。對此，我們使用

改良式的符元時序方法，主要分成兩個階段：

符元累加平均

使用符元累加平均再正規化的方式，由於雜訊為可加性高斯白雜訊，平均多個訊號可以成功達到抑制雜訊的效果，如式(4.1)

$$\Phi_{Avg}(n) = \frac{\left| \sum_{r=0}^{R-1} \sum_{k=0}^{Sym-1} z_{n+r+k*(L+R)} \cdot z_{n+r+k*(L+R)+L}^* \right|}{\left| \sum_{r=0}^{R-1} \sum_{k=0}^{Sym-1} z_{n+r+k*(L+R)} \cdot z_{n+r+k*(L+R)}^* \right|} \quad (4.1)$$

其中， R 代表 CP 長度， L 代表 OFDM 長度也就是系統 FFT 的點數， Sym 代表要累加做平均的符元個數。一般來說平均兩個符元可以使雜訊減低一半，因此平均的符元個數越多，抑制雜訊的效果也越好。但由於接收端系統記憶體有限，因此只能視接收端暫存空間大小來決定可以平均的個數。

峰均值功率比指示器(Peak to Average Power Ratio Indicator)

利用當 SINR 低落的時候，相關器的輸出峰值相對不明顯的特性，我們設計了一個峰均值功率比(Peak to Average Power Ration, PAPR)的指示器(indicator)，也就是利用相關器輸出功率峰值除以相關器輸出功率的平均之比值當作指標：

$$PAPR = \frac{|y_{peak}|^2}{\left(\sum_i^N |y_i|^2 \right) / N} \quad (4.2)$$

其中 y_i 為索引位置為 i 的相關器輸出， y_{peak} 為相關器輸出峰值， N 為相關器索引(index)個數。

當峰均值比小於一定門檻(threshold)時，就放棄此次的偵測結果，使用下一個時間的通道來做偵測，如此一來可以有效降低偵測錯誤的比例。以下(圖 4-4 到 4-6)是在不同 PAPR 比值時時符元時序偵測錯誤的情形：

- PAPR 值為 52 時，符元時序錯誤為 1 個 sample:

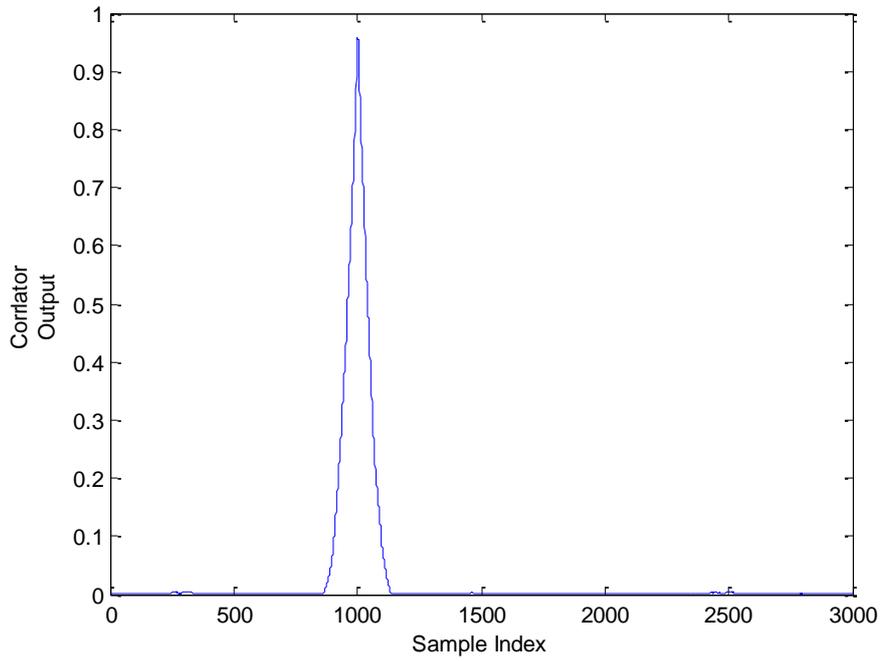


圖 4-4：PAPR 值為 52 時符元時序錯誤情形

- PAPR 值為 25 時，符元時序錯誤為 47 個 sample:

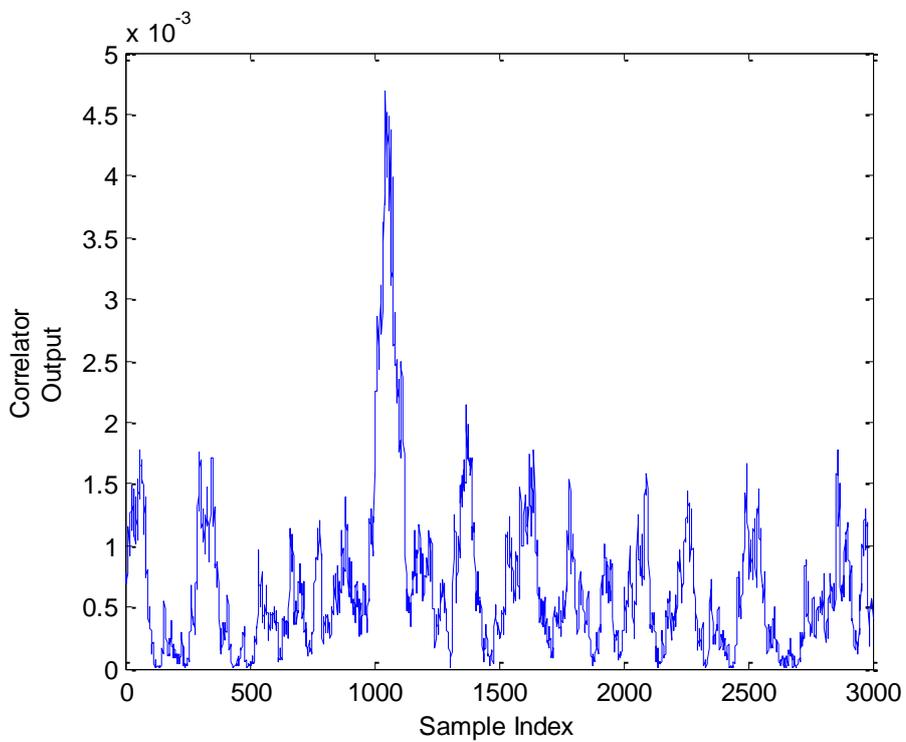


圖 4-5：PAPR 值為 25 時符元時序錯誤情形

- PAPR 值為 19 時，符元時序錯誤為 103 個 sample:

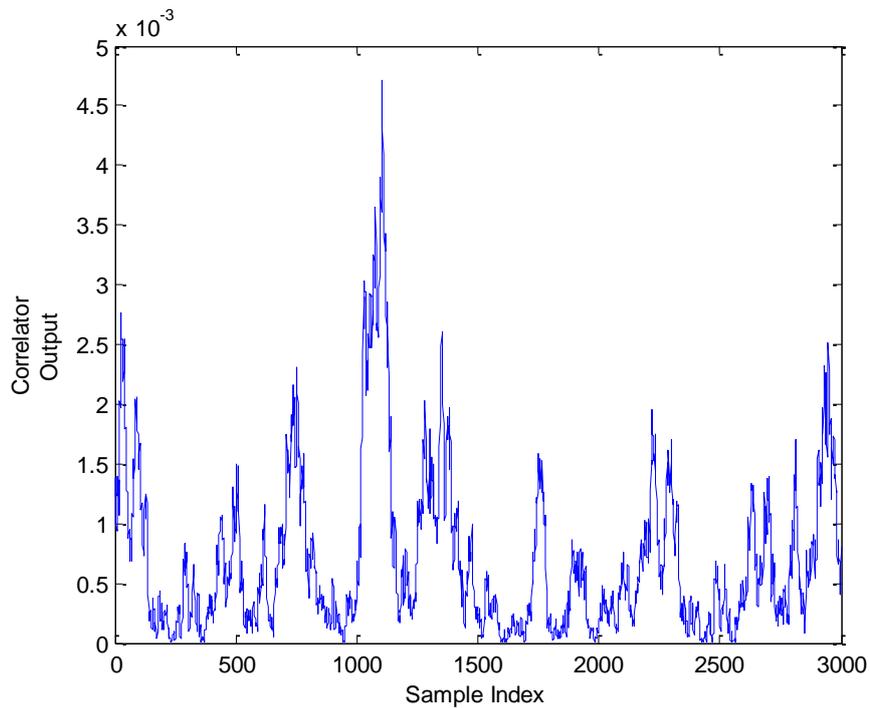


圖 4-6：PAPR 值為 19 時符元時序錯誤情形

由上述模擬結果可以發現，當符元時序估計由於低 SINR 影響而誤差較大的時候，我們可以由 PAPR 的指示器成功偵測出不佳的偵測並加以排除，以免影響該次時間差的估計，進而使定位偏差過大。

而這邊所決定的符元邊界，將會作為我們後面將時域接收訊號轉換到頻域做通道估計時的 FFT 視窗位置依據。因此，為了避免這邊的估計誤差導致我們在取 FFT 視窗時取到下一個符元的訊號，我們會做一個預補償的動作，也就是將估計到的符元邊界往下一段固定距離作為 FFT 視窗的起始點，如圖 4-7 所示：

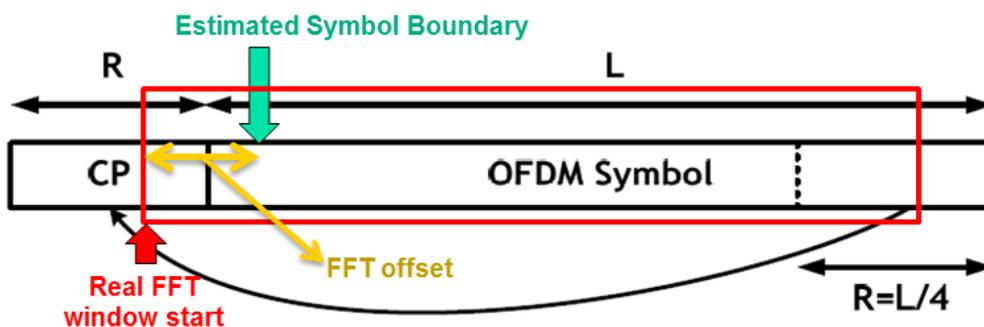


圖 4-7：FFT window 預補償示意圖

4.1.2 小數部分載波頻率偏移補償(FCFO Compensation)

由上述得到的符元邊界位置做依據，再依照前述公式(3.11)的定義，取出結果的相位進而得到小數部分的 CFO。對訊號進行 FCFO 的補償後再將載有參考訊號位置的接收訊號轉到頻域做後續的通道估測。

4.1.3 通道估計微調(Fine Tune by Channel Estimation)

由於前述用符元時序估計作為時間差估計的方式可能會因多重路徑衰減及雜訊干擾影響導致結果不準確，因此我們決定進一步利用真實符元邊界與所使用的 FFT 視窗起始點誤差會反應在後續轉換的頻域訊號的相位旋轉，進而導致在 LOS 環境下主路徑響應(main tap)的位移的特性來做微調。如下圖所示：

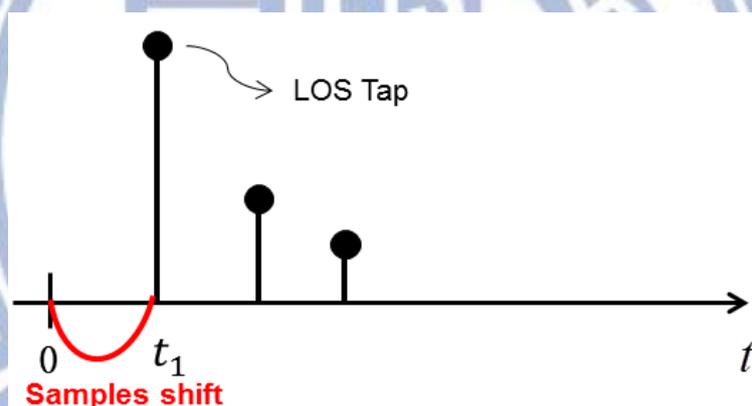


圖 4-8：時域通道位移示意圖

我們所使用的接收訊號為在每個 LTE 資源方塊裡都有定義的 cell-specific 參考訊號，及專門為 OTDOA 定位所設計的位置參考訊號。透過參考訊號能量為 1 的特性，將這些資源元素上的接收訊號乘上相對應的共軛參考訊號，忽略雜訊的效應，即可達成通道的估計，如式(4.2)

$$\hat{h} = y \cdot s^H = h \cdot s \cdot s^H + n \cdot s^H = h + n \cdot s^H \quad (4.3)$$

再透過假設接收的一個時槽，也就是 0.5ms 內的時間通道幾乎沒有時變的情況下，我們就可以用平移及內插來求得頻寬內所有頻域通道，如下圖所示：

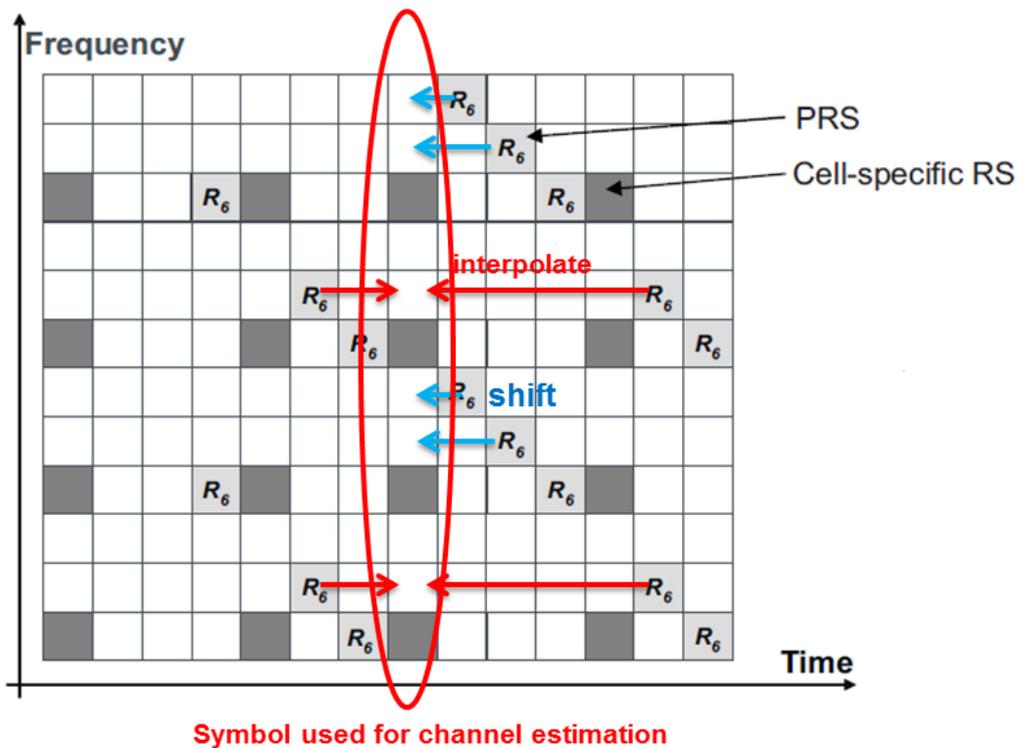


圖 4-9：頻域通道估計示意圖

由於 LTE 的 FFT 大小為必須 2 的冪次方，因此往往會跟實際有放資料的子載波個數有段差距，這段差距隨著頻寬越大也越明顯，如前述表 2-1 所示。

舉例來說，我們使用 20MHZ 作為頻寬的模擬，FFT 大小是 2048 個子載波，但實際有放資料的子載波只有 1200 個，加上保護子載波(guard subcarrier)也才 $(20M/15k)=1334$ 個子載波。因此為了用參考訊號所求得的 1200 個子載波來滿足大小 2048 的 FFT 視窗，我們用最外面的子載波值各自向外延伸 424 個訊號作為整個頻域的訊號。而由於通常來說頻譜會有連續性，所以比起傳統的填入零點 (zero padding) 的做法，我們以左右頻譜最外面的子載波上的值做線性外插，可以得到一個比較接近原始訊號的頻譜，如下圖所示：

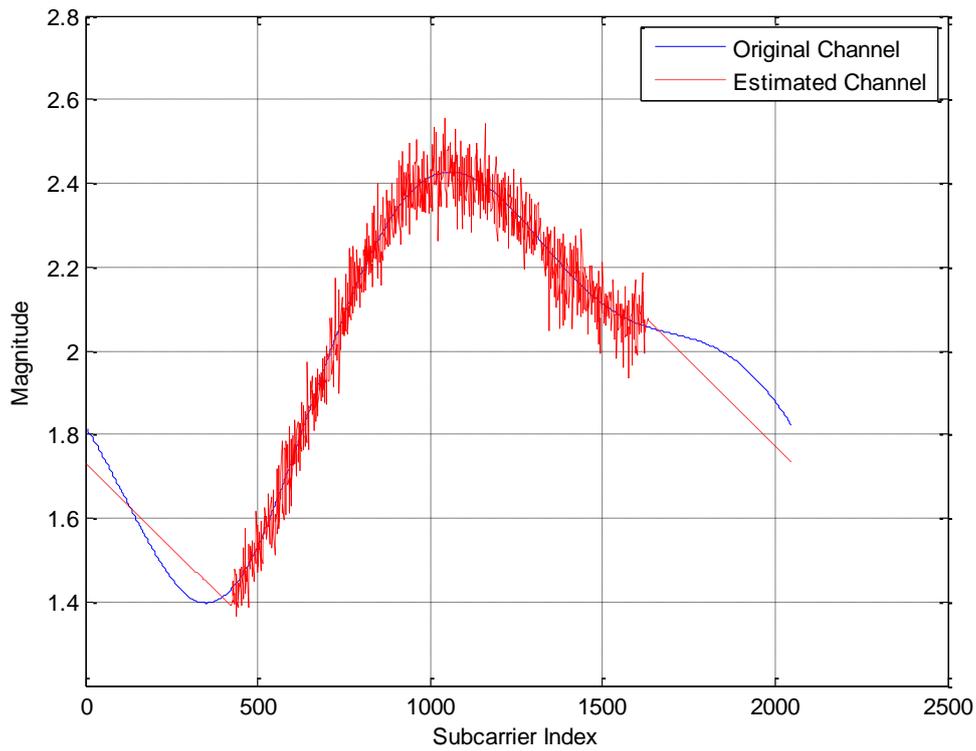


圖 4-10：SINR=10dB 下的頻域通道估計

4.1.4 遞迴式最小平方法定位

在得到兩兩基地台之間的時間差之後，由於設定的基地台數量為 3 個，我們總共會有 3 組時間差的估計結果。此時我們可以將這 3 組時間差乘上光速得到距離差，並將之以向量的形式表示，如式子(4.3) (4.4)

$$\mathbf{r} = \begin{bmatrix} \hat{d}_{12} \\ \hat{d}_{13} \\ \hat{d}_{23} \end{bmatrix} \quad (4.4a)$$

$$= \begin{bmatrix} \hat{d}_1 - \hat{d}_2 \\ \hat{d}_1 - \hat{d}_3 \\ \hat{d}_2 - \hat{d}_3 \end{bmatrix} \quad (4.4b)$$

$$\mathbf{f}(\theta) = \begin{bmatrix} \sqrt{(x-x_1)^2 + (y-y_1)^2} - \sqrt{(x-x_2)^2 + (y-y_2)^2} \\ \sqrt{(x-x_1)^2 + (y-y_1)^2} - \sqrt{(x-x_3)^2 + (y-y_3)^2} \\ \sqrt{(x-x_2)^2 + (y-y_2)^2} - \sqrt{(x-x_3)^2 + (y-y_3)^2} \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

其中 $\theta = [x \ y]$ 為未知的使用者位置， (x_1, y_1) ， (x_2, y_2) ， (x_3, y_3) 分別為 3 個基地台的座標。此外，由於時間差估計一定會有誤差，我們把誤差叫做 \mathbf{n} ，如此一來就形成一個最小平方方法的問題，如式子(4.5)

$$\mathbf{r} = \mathbf{f}(\theta) + \mathbf{n} \quad (4.6)$$

我們要估計的使用者位置即讓誤差最小的座標：

$$\begin{aligned} \hat{\theta} = \arg \min_{\theta} & \left(\left| \hat{d}_{12} - (\sqrt{(x-x_1)^2 + (y-y_1)^2} - \sqrt{(x-x_2)^2 + (y-y_2)^2}) \right|^2 \right. \\ & + \left| \hat{d}_{13} - (\sqrt{(x-x_1)^2 + (y-y_1)^2} - \sqrt{(x-x_3)^2 + (y-y_3)^2}) \right|^2 \\ & \left. + \left| \hat{d}_{23} - (\sqrt{(x-x_2)^2 + (y-y_2)^2} - \sqrt{(x-x_3)^2 + (y-y_3)^2}) \right|^2 \right) \end{aligned} \quad (4.7a)$$

$$= \arg \min_{\theta} [\mathbf{r} - \mathbf{f}(\theta)]^T [\mathbf{r} - \mathbf{f}(\theta)] \quad (4.7b)$$

$$\phi(\theta) = [\mathbf{r} - \mathbf{f}(\theta)]^T [\mathbf{r} - \mathbf{f}(\theta)] \quad (4.8)$$

這邊的 $\phi(\theta)$ 就是我們的成本函數(cost function)。由於此時的 $\mathbf{f}(\theta)$ 為非線性函數，

因此我們用泰勒展開式將其作一階的近似，對 $\mathbf{f}(\theta)$ 的第 i 個元素來說：

$$f_i(x, y) \approx f_i(x_0, y_0) + \left. \frac{\partial f_i(\theta)}{\partial x} \right|_{\theta=\theta_0} \cdot \Delta x + \left. \frac{\partial f_i(\theta)}{\partial y} \right|_{\theta=\theta_0} \cdot \Delta y \quad (4.9)$$

其中 θ_0 代表初始的位置， $\theta = \theta_0 + \Delta\theta$ 或者可以表示成 $x = x_0 + \Delta x$ ， $y = y_0 + \Delta y$

將 3 個組 $\mathbf{f}_i(\theta)$ 擺在一起我們可以得到：

$$\mathbf{f}(\theta) \approx \mathbf{f}(\theta_0) + \mathbf{H}(\theta - \theta_0) \quad (4.10)$$

其中 \mathbf{H} 是一個 3×2 的偏微矩陣(Jacobian Matrix):

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \left. \frac{\partial f_1(\theta)}{\partial x} \right|_{\theta=\theta_0} & \left. \frac{\partial f_1(\theta)}{\partial y} \right|_{\theta=\theta_0} \\ \vdots & \vdots \\ \left. \frac{\partial f_3(\theta)}{\partial x} \right|_{\theta=\theta_0} & \left. \frac{\partial f_3(\theta)}{\partial y} \right|_{\theta=\theta_0} \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

以我們這邊的函數舉例:

$$\frac{\partial f_1(\theta)}{\partial x} = \frac{x-x_1}{\sqrt{(x-x_1)^2 + (y-y_1)^2}} - \frac{x-x_2}{\sqrt{(x-x_2)^2 + (y-y_2)^2}} \quad (4.12)$$

$$\frac{\partial f_1(\theta)}{\partial y} = \frac{y-y_1}{\sqrt{(x-x_1)^2 + (y-y_1)^2}} - \frac{y-y_2}{\sqrt{(x-x_2)^2 + (y-y_2)^2}} \quad (4.13)$$

其餘 $\frac{\partial f_2(\theta)}{\partial x}$, $\frac{\partial f_2(\theta)}{\partial y}$, $\frac{\partial f_3(\theta)}{\partial x}$, $\frac{\partial f_3(\theta)}{\partial y}$ 以此類推。

而回到我們的成本函數 $\phi(\theta)$ 此時可以化簡成:

$$\phi(\theta) \approx [\mathbf{r} - \{\mathbf{f}(\theta_0) + \mathbf{H}(\theta - \theta_0)\}]^T [\mathbf{r} - \{\mathbf{f}(\theta_0) + \mathbf{H}(\theta - \theta_0)\}] \quad (4.14a)$$

$$= [\mathbf{r} - \mathbf{f}(\theta_0) + \mathbf{H}\theta - \mathbf{H}\theta_0]^T [\mathbf{r} - \mathbf{f}(\theta_0) + \mathbf{H}\theta - \mathbf{H}\theta_0] \quad (4.14b)$$

此時將與未知函數 $\theta = [x \ y]$ 獨立的項合併成 $\tilde{\mathbf{r}} = \mathbf{r} - \mathbf{f}(\theta_0) - \mathbf{H}\theta_0$, 我們可以得到一個線性的最小平方方法(Linear Least Square, LLS)式子:

$$\phi_L(\theta) = [\tilde{\mathbf{r}} - \mathbf{H}\theta]^T [\tilde{\mathbf{r}} - \mathbf{H}\theta] \quad (4.15)$$

而這樣的一個式子有一個通用解[12]為:

$$\hat{\theta} = (\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T \tilde{\mathbf{r}} \quad (4.16)$$

此時再將 $\tilde{\mathbf{r}}$ 做替換可得:

$$\hat{\theta} = (\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T (\mathbf{r} - \mathbf{f}(\theta_0) + \mathbf{H}\theta_0) \quad (4.17a)$$

$$= \theta_0 + (\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T (\mathbf{r} - \mathbf{f}(\theta_0)) \quad (4.17b)$$

這個式子代表著如果用一個初始的位置丟進此函式，再利用遞迴(recursive)的方式計算出現有位置的梯度(gradient)後去逐漸接近最佳解。整個式子可以寫成一個遞迴的形式如：

$$\hat{\theta}[n+1] = \hat{\theta}[n] + (\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T (\mathbf{r} - \mathbf{f}(\hat{\theta}[n])) \quad (4.18)$$

4.1.5 定位隱私權

基地台端

用戶在利用 OTDOA 計算自身座標時，必須利用至少三個基地台的座標位置，而這樣的資訊通常系統業者(operator)不希望提供給用戶的資訊。由於我們需要計算的只是一個相對於自身伺服基地台的角度差，以便進行後續的波束成型。因此我們提出基地台可以將一個加密過的相對座標資訊提供給用戶，例如經過旋轉加上平移的座標，如此一來就沒有系統業者會暴露其基地台的位置，如示意圖：

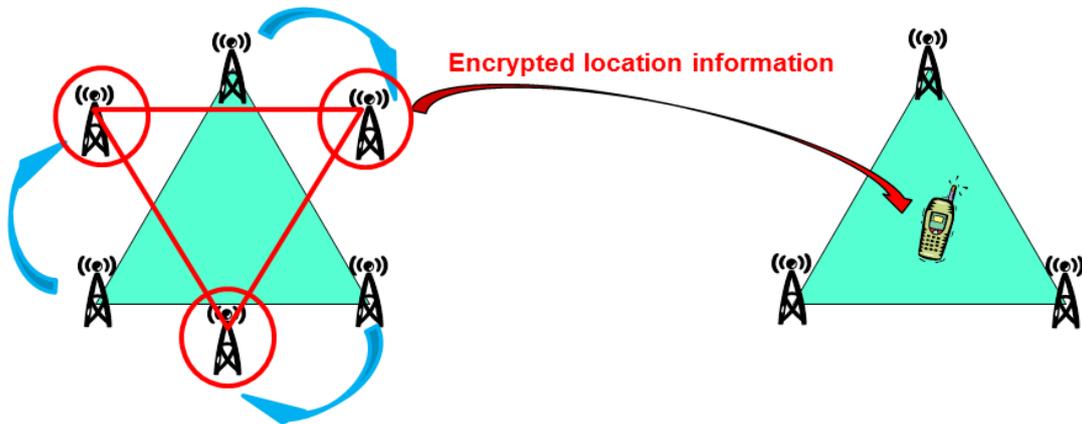


圖 4-11：加密基地台座標示意圖

用戶端

由在我們的方法中，用戶只回傳給基地台的資訊只是一個相對較不具隱私的區塊索引，除了省去回傳的系統資料量，也解決了用戶希望保有位置隱私的問題。

除此之外如果用戶具 GPS 的硬體，他可以利用其定位，一樣將區塊索引回傳基地台端。

4.2 接收能量定位(Received Signal Strength Localization)

傳統在做定位的時候，使用接收端的訊號強度來定位是很常見的方法。理由是與接收訊號強度(功率)最相關的就是路徑損耗(path-loss)因子，而路徑損耗因子根據不同環境又會與距離成固定比例的關係[21]，這個比例也就是所謂的路徑損耗指數 n (path-loss exponent)。一般而言，無線電自發射端送出後，在空間中呈現發散的特質向四面八方傳播出去，情況就像一個不斷膨脹的球體，基於能量守恆的原理，無論半徑為多少，整個球體表面積所散布的能量必須守恆。而球體的表面積是與距離的平方成反比，也因此真空中，接收功率與傳播距離的平方成反比，也就是 $n=2$ 。而在我們一般都市環境裡，由於通道不如真空中完美，有許多障礙物及遮蔽效應，能量散逸地更快，也因此通常的路徑損耗指數落在 3 跟 4 左右。發送端及接收端的能量差異通常用路徑損耗來模擬如下：

$$P_r = k \cdot P_t \cdot (d)^{-n} \quad (4.19)$$

其中 P_r 是接收端的功率， P_t 是傳送端的功率， d 是傳送端與接收端的距離， n 是路徑損耗指數。以下是一些常見的環境中的路徑損耗指數：

Environment	n	Building	Frequency (MHz)	n
Free space	2	Retail store	914	2.2
Urban area cellular radio	2.7 - 3.5	Grocery store	914	1.8
Shadow urban cellular radio	3 - 5	Office soft partition	900	2.4
In building line-of-sight	1.6 - 1.8		1900	2.6
Obstructed in building	4 - 6	Textile/chemical	1300	2.0
Obstructed in factory	2 - 3		4000	2.1
		Paper/cereals	1300	1.8
		Metalworking	1300	1.6

圖 4-12：不同環境下的路徑損耗指數

但由於接收機通常會對收到訊號做放大(amplify)或衰減(decay)使訊號落在類比轉數位接收器(Analog to Digital Converter, ADC)的動態範圍內，也因此根據絕對的接收能量推測距離是比較困難的。在此，我們提出使用兩個不同基地台的訊號抵達功率比(Received Signal)當作指標，透過接收三個以上的基地台訊號，我們可以得到三組訊號抵達功率比，然後再用改良式的最小平方法定位，即可以估計出用戶的位置。我們希望用這個方法來改善用戶在非常靠近特定基地台時 OTDOA 所造成的估不準情形，進而改善系統傳輸量。

4.2.1 接收端能量估計

相關器輸出法

由先前所提到用來做符元時序估計的接收端相關器，我們可以由式(3.8)發現，相關器的輸出其實就是累加了 CP 個長度訊號的能量，因此我們只要將結果除以 CP 的長度，即可得到接收端的能量估計：

$$E[y \cdot y^*] = E[(hs + n)(hs + n)^*] \quad (4.20a)$$

$$= E[h^2] + E[hs]E[n^*] + E[(hs)^*]E[n] + E[n^2] \quad (4.20b)$$

$$= P_r + P_n \quad (4.20c)$$

其中 P_r 與 P_n 分別是所求的接收能量以及雜訊能量， y 是接收端訊號， h 是通道響應， s 是參考訊號， n 則是可加性高斯白訊號。由於訊號 s 與雜訊 n 乃兩不相關的訊號，因此在取期望值時可以分開來視做獨立。由這個方式得到的訊號能量由於包含了雜訊能量的影響，因此與實際接收能量仍有一定誤差，好處是在時域就可以做接收能量的估計。

頻域消雜訊能量估計[22]

若先前的符元邊界估計誤差不過大，訊號能夠成功轉到頻域，如此一來我們就能夠利用 LTE 在頻域定義的參考訊號做特定操作之後，達到消除雜訊能量的目的。假設兩個帶有相同參考訊號的鄰近符元的通道響應相同，我們可以先將此頻域接收訊號乘上相對應的頻域參考訊號，之後再將兩個訊號相減平方後取期望值平均即可得到兩倍的雜訊能量。最後將接收訊號乘上參考訊號取能量之後扣掉雜訊能量，即得到純粹的接收能量：

$$y_1' = y_1 \cdot s^H = h \cdot s \cdot s^H + n_1 \cdot s^H = h + n_1 \cdot s^H = h + n_1' \quad (4.21)$$

$$y_2' = y_2 \cdot s^H = h \cdot s \cdot s^H + n_2 \cdot s^H = h + n_2 \cdot s^H = h + n_2' \quad (4.22)$$

$$E\{\|y_1' - y_2'\|^2\} = E\{\|n_1' - n_2'\|^2\} = 2P_n \quad (4.23)$$

$$E\{\|y_1'\|^2\} = E\{\|h \cdot s\|^2\} + E\{\|n_1'\|^2\} = P_r + P_n \quad (4.24)$$

$$P_r = E\{\|y_1'\|^2\} - \frac{1}{2} \cdot E\{\|y_1' - y_2'\|^2\} \quad (4.25)$$

其中 P_r 與 P_n 分別是所求的接收能量以及雜訊能量， y_1 與 y_2 兩個有同樣通道響應的接收訊號， h 是通道響應， s 是參考訊號， n 則是可加性高斯白訊號。

此一方法由於成功消除雜訊能量的影響，因此可以估計出比相關器輸出法準確的能量，缺點是當 SINR 太低的時候，由於符元邊界的偵測嚴重錯誤，使得轉換到頻域的訊號也失真嚴重，因此導致更不準的結果。故在訊雜比太差的時候使用相關器輸出法反而是較好的方式。

4.2.2 Levenberg-Marquardt 最小平方法定位

類似於之前的最小平方法步驟，我們一樣希望將一個非線性的最小平方函數簡化為線性的函數來做遞迴的運算：

$$\mathbf{r} = \begin{bmatrix} P_1 \\ P_2 \\ P_1 \\ P_3 \\ P_2 \\ P_3 \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

$$\mathbf{f}(\theta) = \begin{bmatrix} \left(\frac{\sqrt{(x-x_1)^2 + (y-y_1)^2}}{\sqrt{(x-x_2)^2 + (y-y_2)^2}} \right)^{-n} \\ \left(\frac{\sqrt{(x-x_1)^2 + (y-y_1)^2}}{\sqrt{(x-x_3)^2 + (y-y_3)^2}} \right)^{-n} \\ \left(\frac{\sqrt{(x-x_2)^2 + (y-y_2)^2}}{\sqrt{(x-x_3)^2 + (y-y_3)^2}} \right)^{-n} \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

其中 P_1, P_2, P_3 分別是來自 3 個基地台訊號的接收能量， $(x_1, y_1), (x_2, y_2), (x_3, y_3)$ 分別為 3 個基地台的座標。我們把估計的誤差叫 \mathbf{n} ，就可以與先前一樣得到一個 $\mathbf{r} = \mathbf{f}(\theta) + \mathbf{n}$ ，簡化成最小平方法的問題。差別只在這邊的成本函數與先前不同：

$$\hat{\theta} = \arg \min_{\theta} \left(\left| \frac{P_1}{P_2} - \left(\frac{\sqrt{(x-x_1)^2 + (y-y_1)^2}}{\sqrt{(x-x_2)^2 + (y-y_2)^2}} \right)^{-n} \right|^2 + \left| \frac{P_1}{P_3} - \left(\frac{\sqrt{(x-x_1)^2 + (y-y_1)^2}}{\sqrt{(x-x_3)^2 + (y-y_3)^2}} \right)^{-n} \right|^2 + \left| \frac{P_2}{P_3} - \left(\frac{\sqrt{(x-x_2)^2 + (y-y_2)^2}}{\sqrt{(x-x_3)^2 + (y-y_3)^2}} \right)^{-n} \right|^2 \right) \quad (4.28a)$$

$$= \arg \min_{\theta} [\mathbf{r} - \mathbf{f}(\theta)]^T [\mathbf{r} - \mathbf{f}(\theta)] \quad (4.28b)$$

因此我們一樣可以仿造式子(4.7)–(4.17)，得到一個遞迴的最佳解：

$$\hat{\theta}[n+1] = \hat{\theta}[n] + (\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T (\mathbf{r} - \mathbf{f}(\hat{\theta}[n]))$$

與先前不同的是，由於這裡的偏微矩陣相乘倒數一項 $(\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1}$ 內的值包含了比較大的指數次方，因此當 P_i / P_j 任一個估測能量比值差距較明顯時，容易使此項估計不準，因此我們採用了文獻裡[23]採用的 Levenberg-Marquardt 的改良式最小平方方法來做這邊的估計。Levenberg-Marquardt 法最主要的不同就是在這一個容易溢值的項加上一個穩定的參數 $\lambda \mathbf{I}$ ， \mathbf{I} 是一個大小同 $\mathbf{H}^T \mathbf{H}$ 的單位矩陣。 λ 這邊稱作混合因子(blending factor)，因為此法即混合了原本的最小平方法，以及最陡坡降法(steepest descent)。 λ 範圍由 0 到 ∞ ，當 λ 為零時，即原本的最小平方法；而當 λ 非常大時，代表 $(\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1}$ 這項矩陣的值會非常小，導致幾乎沒有更新，趨近最佳解的速率減慢

$$\hat{\theta}[n+1] \approx \hat{\theta}[n] \quad (4.29)$$

我們發現透過根據估測到的功率比例 P_i / P_j ，適當設計 λ 可以使得遞迴的結果較好，比較有機會得到所要求成本函數的區域最小值(local minimum)

4.3 波束成型系統傳輸量估計

在定位出用戶的位置之後，我們要做的就是評估整個系統在這樣的架構傳輸下比原本的傳輸量會增加多少。如果定位準確度是非常高，那想當然爾系統的傳輸量會隨著天線的增加而等倍數增長。但由於定位有誤差的關係，有可能使用能量集中的波束成型傳輸，卻因為真實用戶位置與估計位置角度差太多，導致傳輸量不增反減的結果。這是由於波束成型的能量集中在主要方向，當方向有偏差時，接收能量會快速下降，如下圖所示：

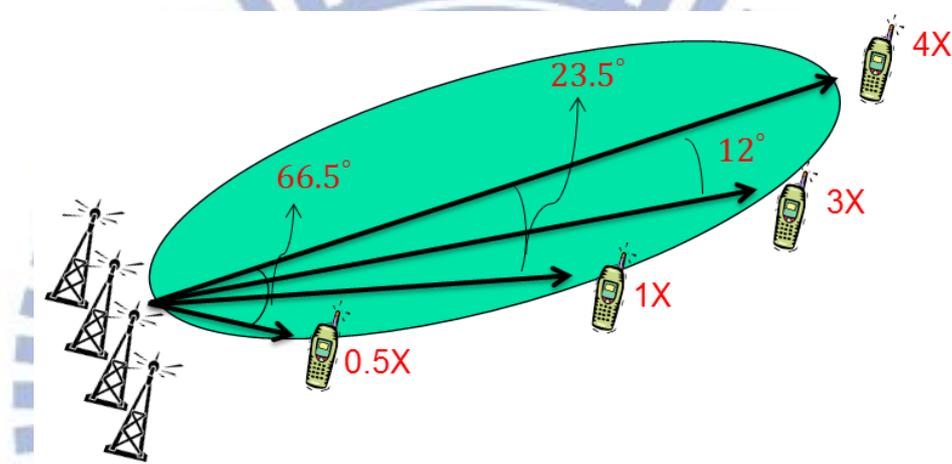


圖 4-13：波束成型能量分布示意圖

用戶端回傳給基地台的系統額外資料量(overhead)有限的，其多寡是由所切割的區塊數所決定，較多的區塊數意味著波束形成的波束寬度比較窄，因此能量比較集中，如果定位準確的話，傳輸量會跟著增加，不過，如果定位不準的話，傳輸量的增加有限，或甚至會減少。本節將比較在 OTDOA 的定位準確度下，怎樣的分區機制可以達到最好的系統傳輸量。

4.3.1 線陣天線(Uniform Linear Antenna Array)介紹

一個線陣天線(Uniform Linear Antenna Array, ULA)的架構如下圖所示：

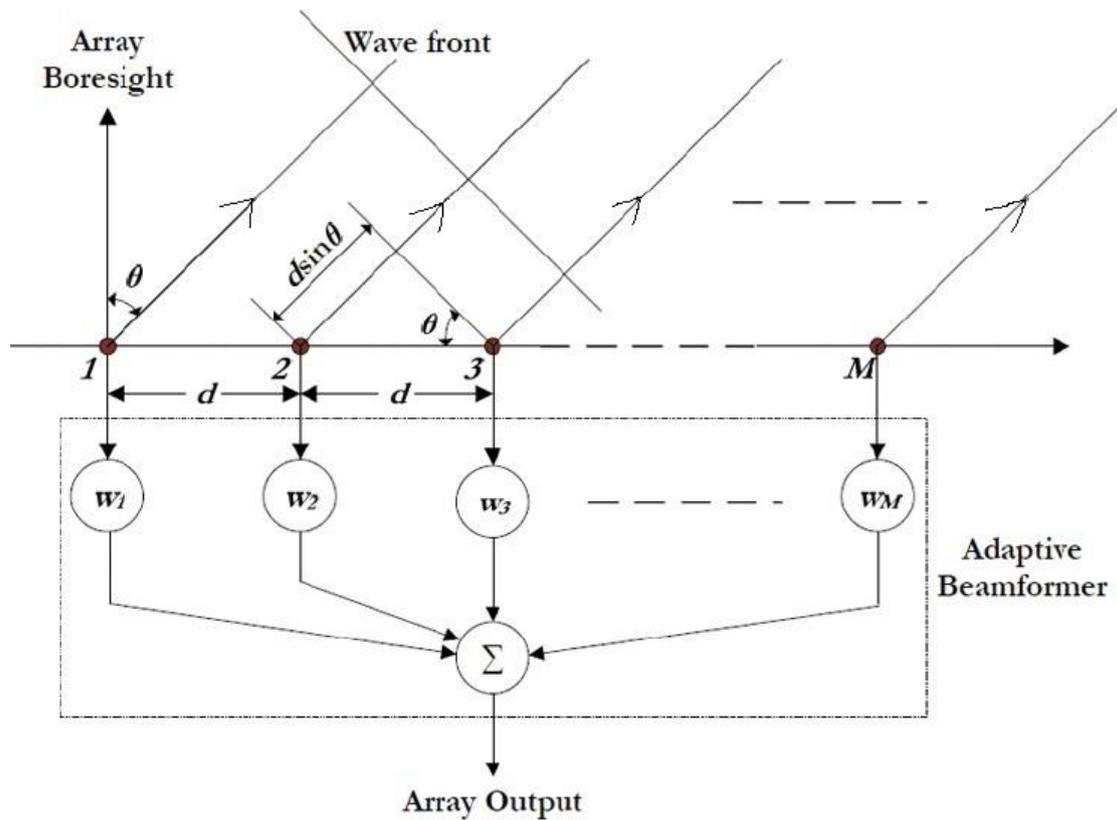


圖 4-14: 線陣天線示意圖

假設傳送端有 N 根天線的情況下，每根天線排成一列，此時傳送出的波束場型 (beam pattern) 可以以下式表示：

$$A(\phi) = \begin{bmatrix} e^{-j2\pi f \cdot d \cos(\frac{\theta}{180\pi})/C} & \dots & e^{-jN2\pi f \cdot d \cos(\frac{\theta}{180\pi})/C} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} e^{j2\pi f \cdot d \cos(\frac{\phi}{180\pi})/C} \\ \vdots \\ e^{jN2\pi f \cdot d \cos(\frac{\phi}{180\pi})/C} \end{bmatrix} \quad (4.30)$$

其中 f 是傳送頻率， d 是天線間的距離， C 是光速， ϕ 與 θ 分別為天線要集中能量的角度，以及實際發送出的角度。當 $\theta = \phi$ 時，傳送出的能量達到最大，變成原本的 N 倍，也就是主方向的能量為 N 。但當 $\theta \neq \phi$ ，則隨著距離 ϕ 越遠，傳送的能量也漸減，甚至可能小於單位能量 (unitary power)。

我們假設天線間距離半波長 (wavelength)， $d = 1/2 \cdot \lambda$ ，且根據物理定義 $C = f \cdot \lambda$ ，則上式可以化簡為：

$$A(\phi) = \left[e^{-j\pi \cos(\frac{\theta}{180\pi})} \quad \dots \quad e^{-jN\pi \cos(\frac{\theta}{180\pi})} \right] \cdot \begin{bmatrix} e^{j\pi \cos(\frac{\phi}{180\pi})} \\ \vdots \\ e^{jN\pi \cos(\frac{\phi}{180\pi})} \end{bmatrix} \quad (4.31)$$

一般來說，當天線數量增加的時候，線陣天線所發出的波束場型也會越窄，反之則越寬。而波束場型的主波瓣能量恰好等於天線的數量，以下為不同數量天線所傳送出的波束場型一覽：

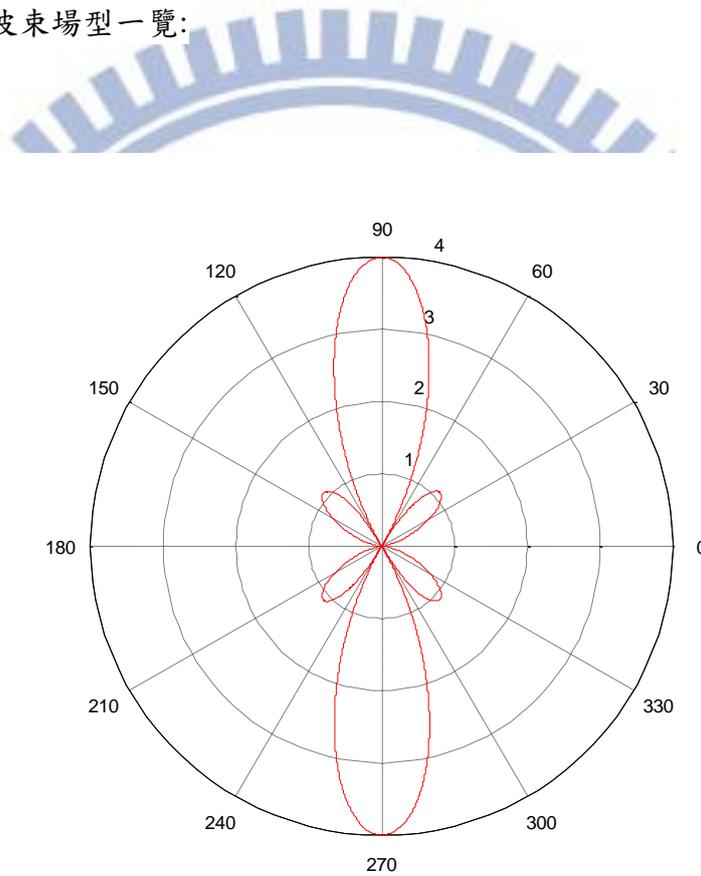


圖 4-15: 4 根天線時的波束場型

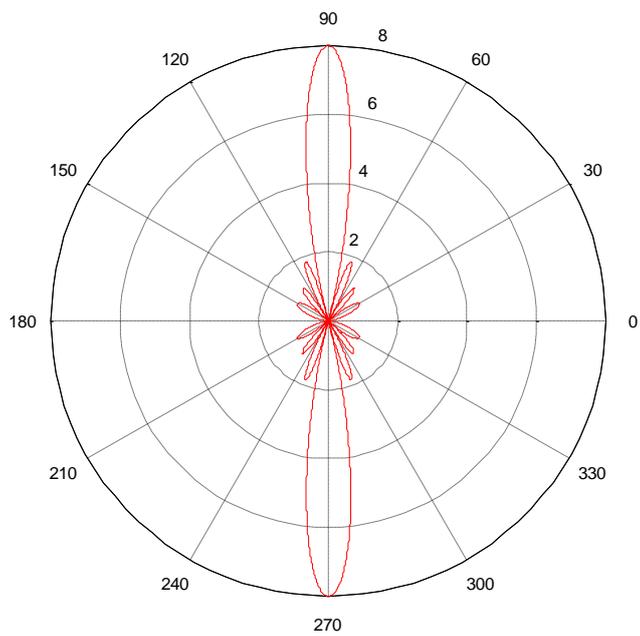


圖 4-16: 8 根天線時的波束場型

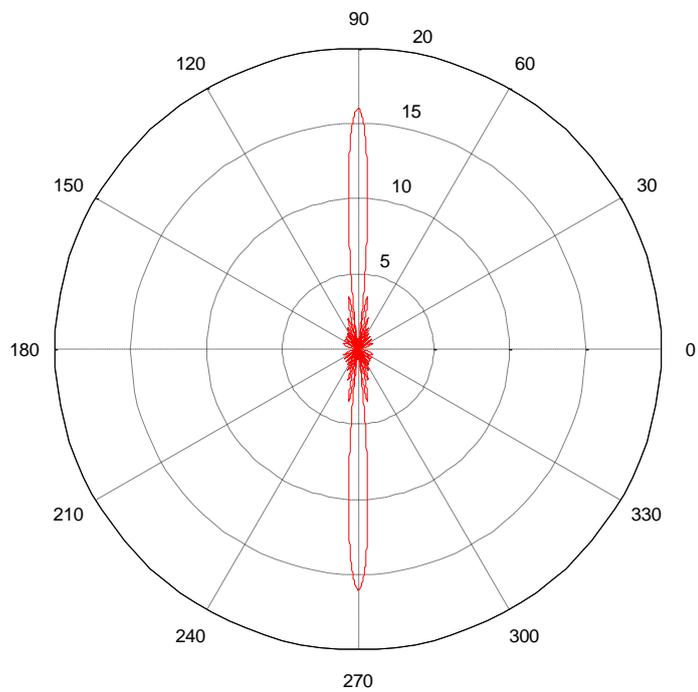


圖 4-17: 16 根天線時的波束場型

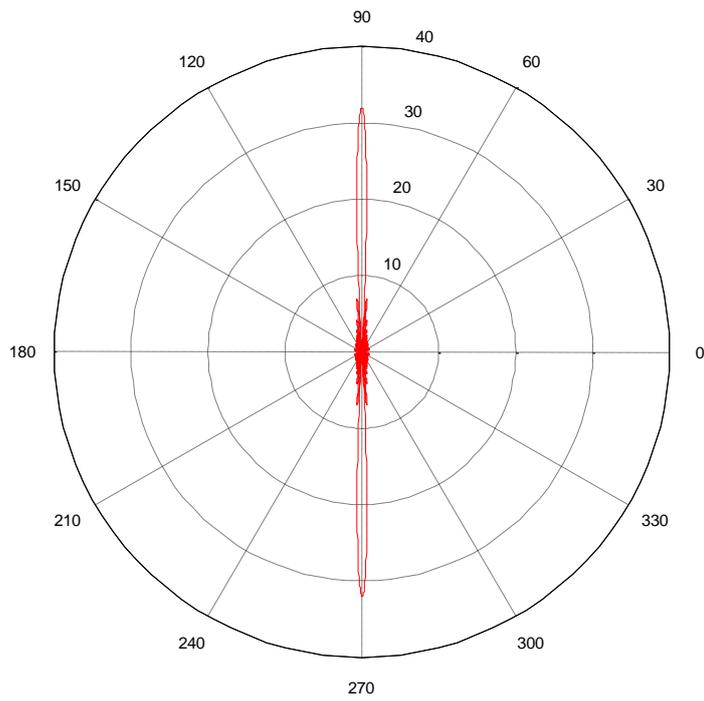


圖 4-18: 32 根天線時的波束場型

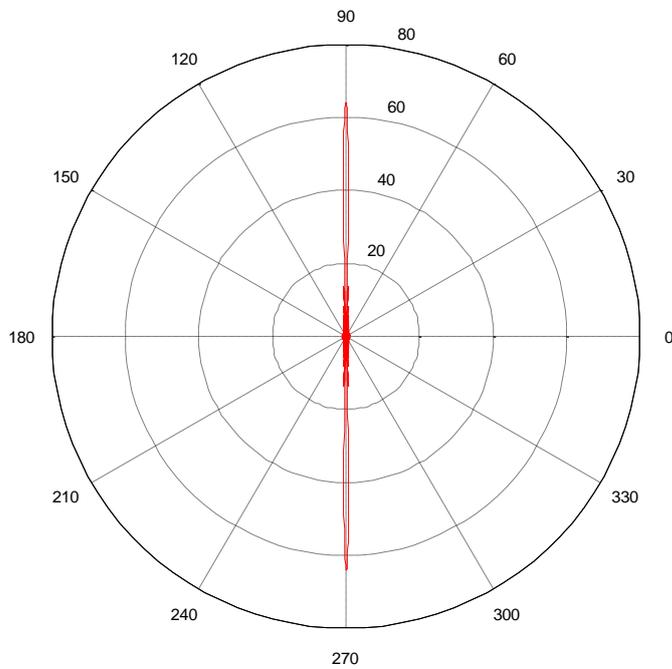


圖 4-19: 64 根天線時的波束場型

4.3.2 系統傳輸量估計

我們利用定義計算位於細胞內不同位置的用戶的 SINR 如下:

$$\text{SINR} = \frac{P_t / P_{\text{loss}}}{P_{\text{evm}} + P_{\text{noise}} + P_{\text{imp}} + (0.25 \cdot P_{\text{inter}})} \quad (4.31)$$

其中 P_t 是傳送能量， P_{loss} 是路徑損耗，由於訊號在無線環境中傳輸，因此能量的衰減會比在有線中快很多，一般定義成 P_t / P_r ，故分子項就是 P_r 接收端能量。 P_{imp} 是由於接收端的非理想效應如通道估測(channel estimation)、追蹤誤差(tracking error)、量化誤差(quantization error)及相位雜訊(phase noise)引起的訊號干擾。 P_{noise} 是由接收端的熱雜訊(thermal noise)及放大輸入訊號時內部產生的雜訊指數(noise figure)兩個因子所構成。 P_{inter} 是當某一個基地台在使用 CRS 或 PRS 聆聽訊號時，由其他兩個鄰近基地台的資料通道(data channel)引起的干擾，但由於在 LTE 裡面有定義[24]參考訊號的功率會來的比一般資料強，也就是在功率配置(power allocation)上有做增強(boost)，如圖 4-19 所示。而一般通常在 2-6 倍的增益。我們這邊取中間值，假設參考訊號功率強度是一般資料訊號的四倍:

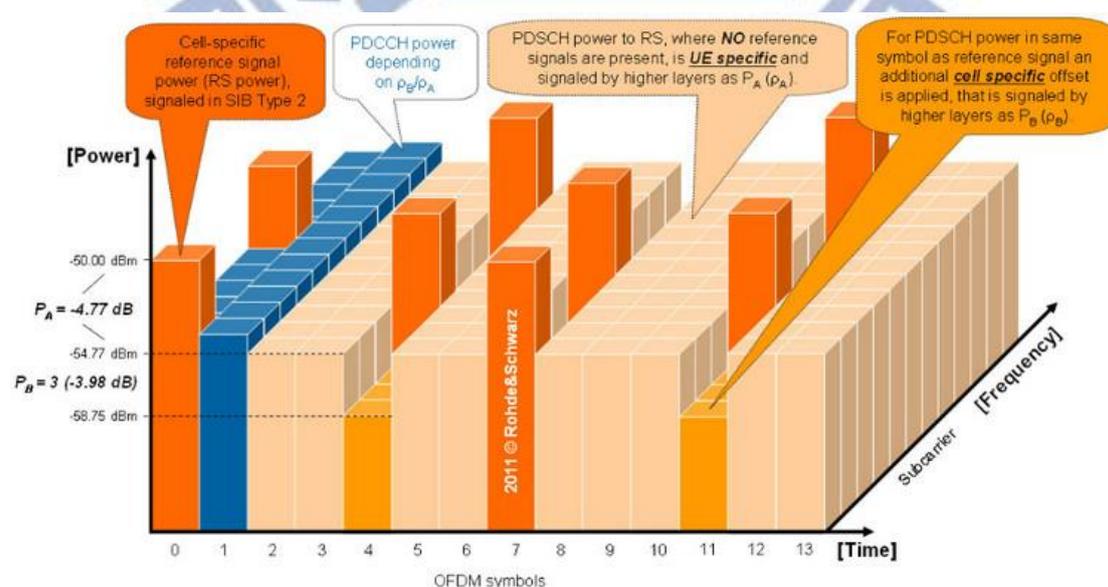


圖 4-20: 參考訊號的增強功率示意圖

P_{evm} 是 LTE 規格[25]裡定義的誤差向量幅度(error vector magnitude, EVM) , EVM 主要描述傳送端信號由於發射電路的非理想效應而導致實際傳出訊號與理想傳出訊號的誤差，如下圖所示：

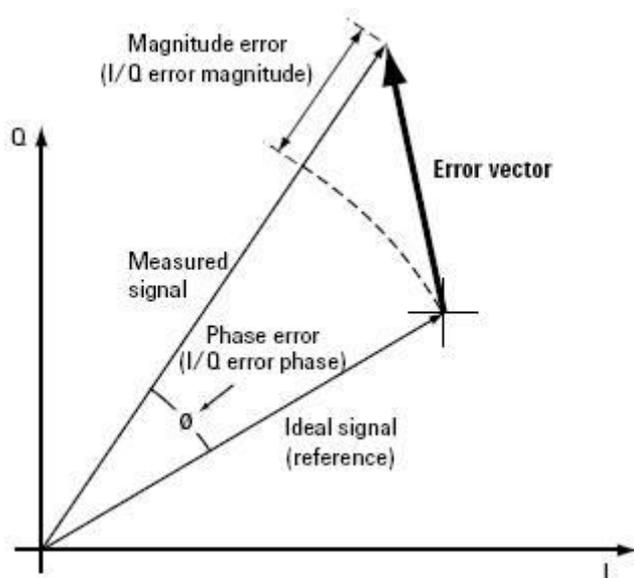


圖 4-21: EVM 示意圖

具體非理想效應如功率放大器(Power Amplifier, PA)的非線性引起振幅(magnitude)誤差，電壓調控震盪器(Voltage Controlled Oscillator, VCO)的不理想引起相位(phase)誤差等等。EVM 的定義如下：

$$EVM (\%) = \sqrt{\frac{P_{error}}{P_{ideal}}} \cdot 100\% \quad (4.32)$$

LTE 規格裡根據不同調變方式(modulation scheme)定義不同的最高容忍 EVM 如下表：

表 4-1: LTE 規格裡的 EVM 規範

Modulation scheme for PDSCH	Required EVM [%]
QPSK	17.5 %
16QAM	12.5 %
64QAM	8 %

我們假設以傳輸量最高的調變方式，也就是 64-QAM 為例，選擇 EVM 為傳送實際訊號的 8%。在計算出不同位置的 SINR 之後，根據波束成型增加或減低的能量加總，我們可以得到在細胞內不同位置用戶採用這樣的提案後的 SINR 更新值。再利用文獻[26]裡通訊系統計算系統傳輸量的公式得到系統傳輸量的估計：

$$Capacity = \frac{\sum_i^{users} \log_2(1 + SINR_i)}{users} \quad (4.33)$$

4.4 3D 場景下的定位波束成型

3GPP 在 release12 [27]裡提出了未來的通道模型將會考量高度這個維度，也就是用所謂的 3D 通道模型來取代現有的空間通道模型(Spatial Channel Model, SCM)做為更實際的系統模擬。也因此，在未來的系統考量下，我們所提出由用戶自行定位為基礎大規模天線波束成型系統也可以藉著用戶端多回報一個自身的高度資訊(height information)而將細胞內的分區依據高度不同切成更細的區塊，再利用平面天線(plane array)對用戶做可以調控上下角度的波束成型，也就是所謂的 3D 波束成型(3D beamforming)，示意圖如下：

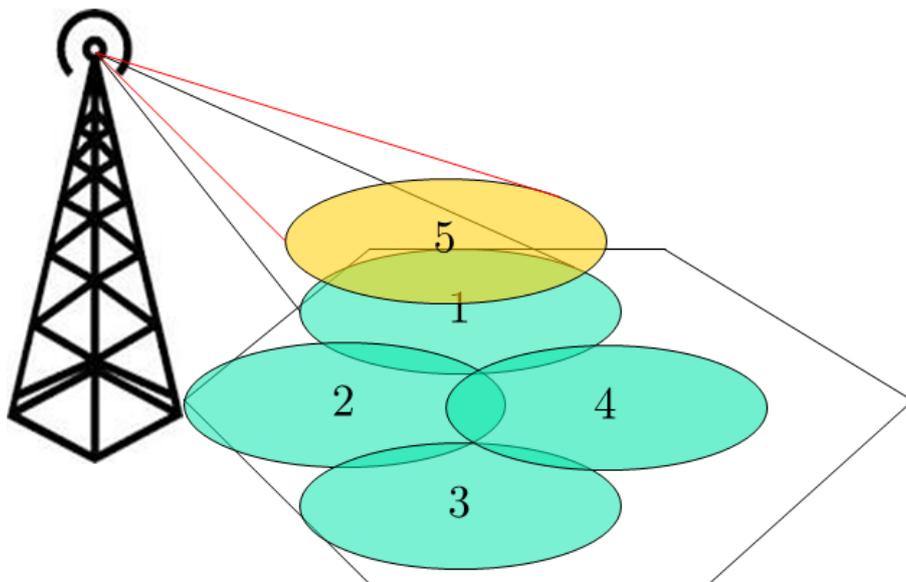


圖 4-22: 用戶回報波束成型 3D 場景下示意圖

第五章

系統模擬與結果

本章將詳細評估我們所提出的演算法的效能，這包含定位準確度，波束型成角度的準確度，以及系統傳輸量的增加結果。

5.1 模擬環境介紹

LTE 規格裡每個細胞所服務範圍皆為一個正六邊形區塊，而每個細胞內有一個主要的基地台(macro cell)，內含三個方向的方向性天線分別涵蓋120度的範圍，如下圖所示：

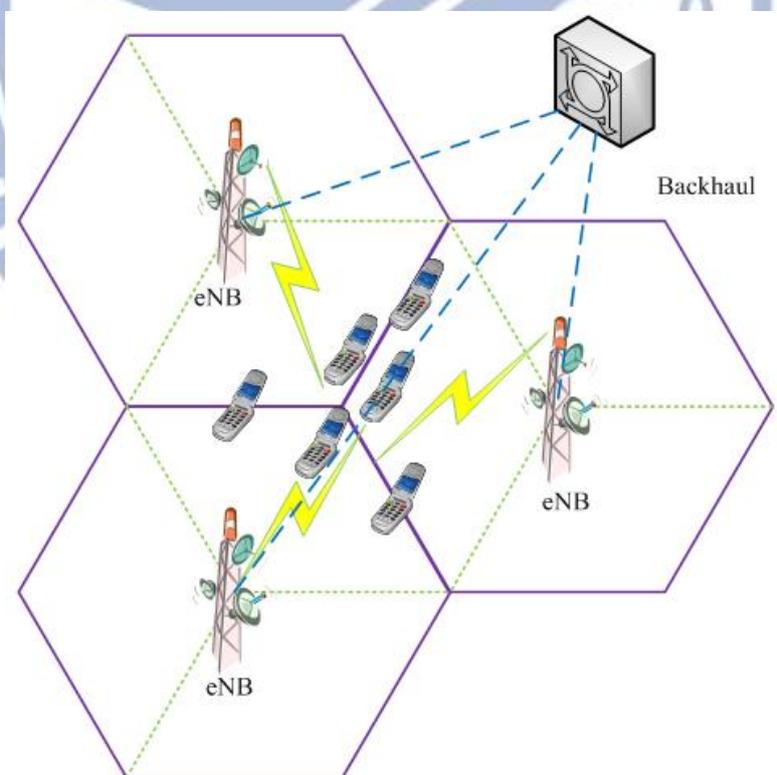


圖 5-1: LTE 細胞配置示意圖

但由於系統內鄰近的細胞為對稱配置，實際上有 60 度的範圍會與其他基地台所服務區域交疊。而本篇論文所採用的 OTDOA 定位方式主要透過偵測來自三個不同基地台間的訊號時間差來做定位。因此我們假設用戶定位範圍在三個基地台所圍成的正三角形區域內，若超過此三角形範圍，則會聆聽到一個新的基地台訊號來取來原本其中的一個基地台的訊號。並且假定在三個基地台所服務的三角形區域內，用戶為均勻分布(uniformly distributed)，並根據規格[28]定義在距離基地台 35 公尺內不會有使用者分布：

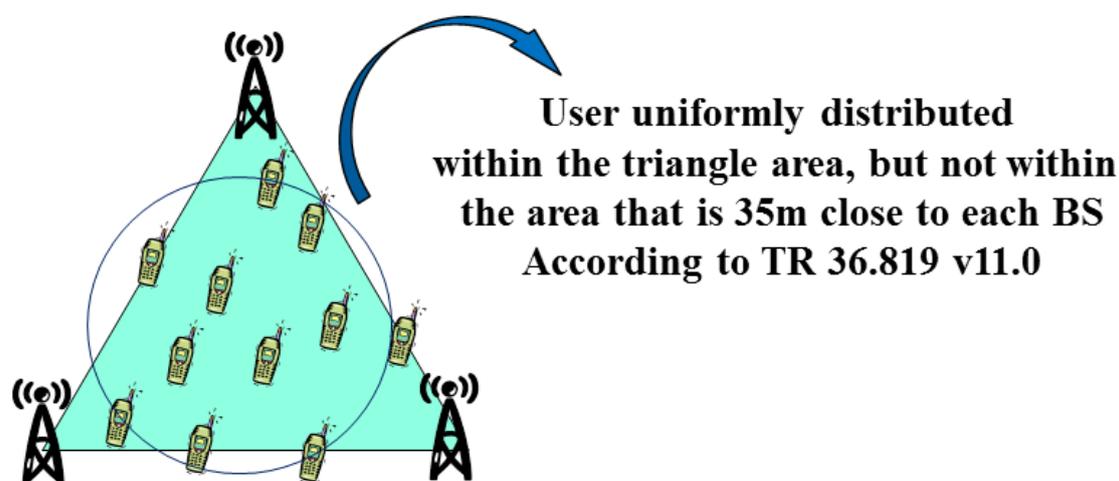


圖 5-2: 細胞內用戶分布示意圖

而在 LTE 的下行系統架構部分，我們假設的接收端具有一緩衝器(buffer)可以儲存接收資料，其記憶體大小為 1 個子訊框，也就是 2 個資源區塊，相當於 14 個 OFDM 符元。因此我們在做符元累加平均法來增加接收端 SINR 時，用來平均的符元個數也就是 14 個符元。

其餘模擬所使用的參數如系統頻寬，子載波個數(同時也是 FFT size)，使用者場景(user scenario)，基地台間距離，路徑損耗模型，傳送端功率大小，雜訊模型等等在下表有詳細的規範：

表 5-1：OTDOA 定位模擬環境設定

Parameter	Assumption
User Scenario	Urban Micro
Number of Tx Antennas	Will be defined later
Number of Rx Antennas	1
Channel Model	Rician Channel with K factor = 5
Bandwidth (B)	20MHz(FDD)
Sampling Frequency (Fs)	30.72MHZ
FFT size	2048
Occupied Subcarriers	1201
CP Length	144 samples
Base Station Distance	500m
eNB Antenna spacing	0.5λ
Tx Power	49dBm
Pathloss Model(dB)	$30.18+26*\log_{10}(d)$, d in meters (3GPP TR 25.996)
Thermal Noise Power	$-174 + 10*\log_{10}(B)$ dBm
Shadowing Effect	Ignored
Noise Figure(dB)	7
Implementation Loss(dB)	5
EVM(%)	8

在偵測符元時序時，兩兩抵達訊號間的時間差換算成時間樣本(samples)必須落在 CP 的範圍內，否則會在取 FFT 視窗時會取到下一個符元而造成後續的通道估測錯誤。在 LTE 裡除了每個時槽的第一個 OFDM 符元 CP 長度為 160 之外，其餘的 CP 皆為 144 個 sample 長。因此由下式可算出使用者與基地台之間最大的距離：

$$\begin{aligned}
 f_s &= 30.72M(Hz) \\
 C &= 3 \times 10^8(m/s) \\
 d_{CP} &= \frac{144}{f_s} \times C \approx 1406.25(m)
 \end{aligned} \tag{5.1}$$

而我們的模擬設定中基地台之間的距離為 500 公尺，因此用戶到兩個不同基地台之間的最大距離差 d_{BS} 也小於 500 公尺，因此無論如何都會落在 CP 的範圍之內， $d_{BS} < d_{CP}$

5.2 定位準確度模擬結果

在估測小數部分載波頻率偏移時，我們發現隨著 SNR 的增加，載波頻率偏移估計的誤差也會越來越小，模擬結果如圖 5-3 所示：

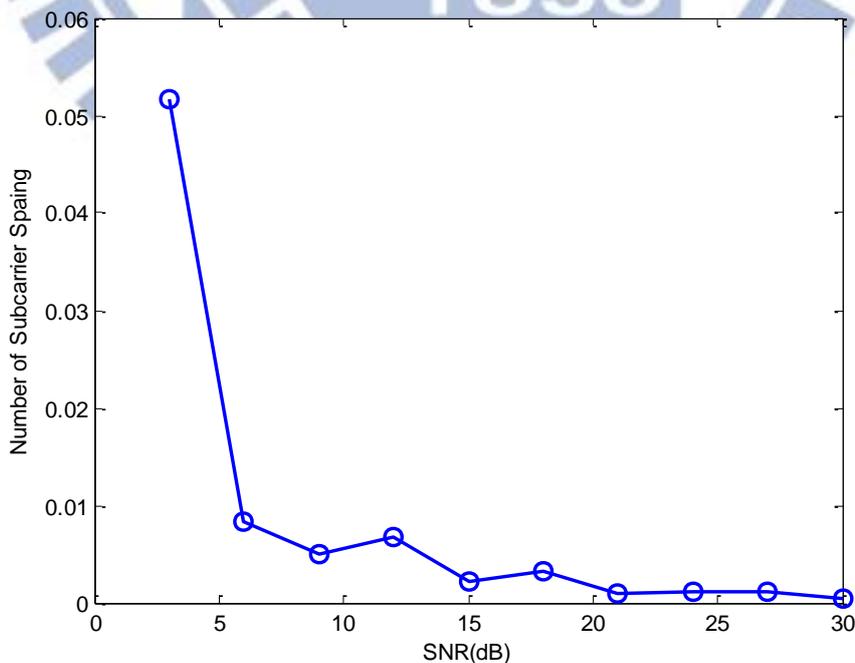


圖 5-3: FCFO 估計誤差

在 OTDOA 時間差估計方面，我們發現透過我們提出的兩階段估計方式，在經過第二階段的通道估計補償之後，時間差的估計的確會更加準確，有做第二階段的細估跟原本只做粗估的方式差距差不多在兩個 sample 之內。此外由模擬結果可以發現，當 SNR 小於 5dB 時，雜訊及干擾影響會變得太嚴重，使得在相關器的峰值偵測失準，估計的誤差將會急速增加，如圖 5-4 所示。

在低 SNR 造成估測誤差太大時，我們使用了改良式符元累加平均的方式來增加 SNR，實驗結果顯示，在平均了 14 個符元再來做相關性的偵測，的確可以大幅減低估測的誤差，結果如圖 5-5 所示：

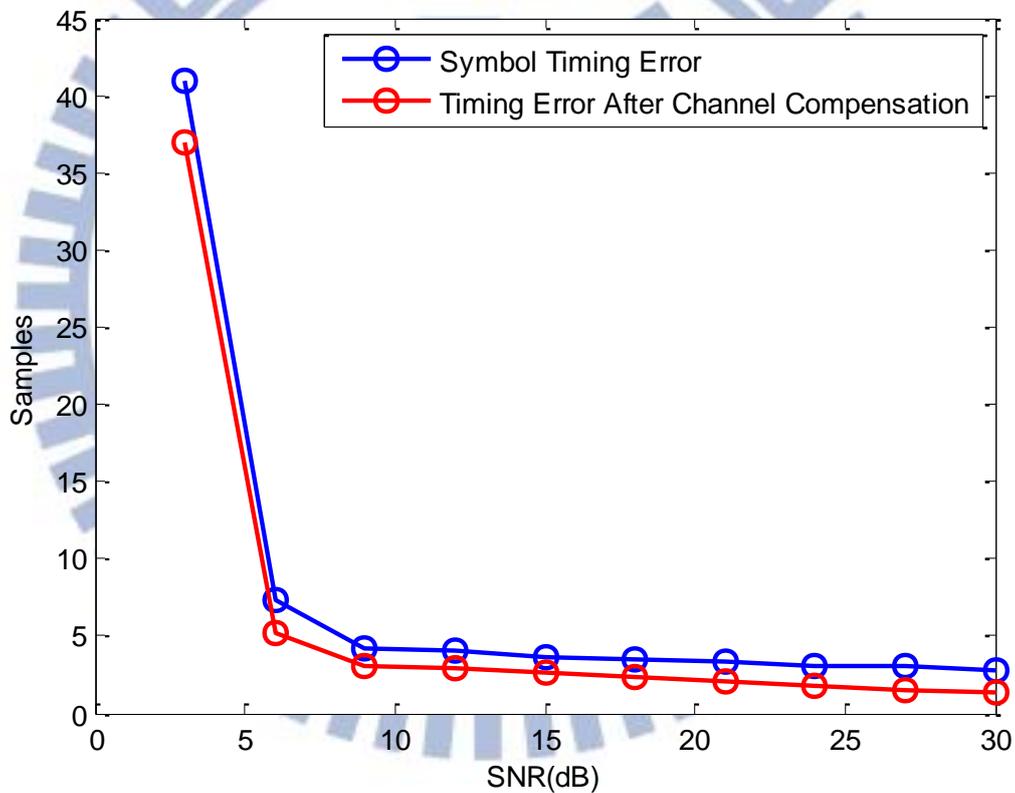


圖 5-4: OTDOA 時間差估計誤差

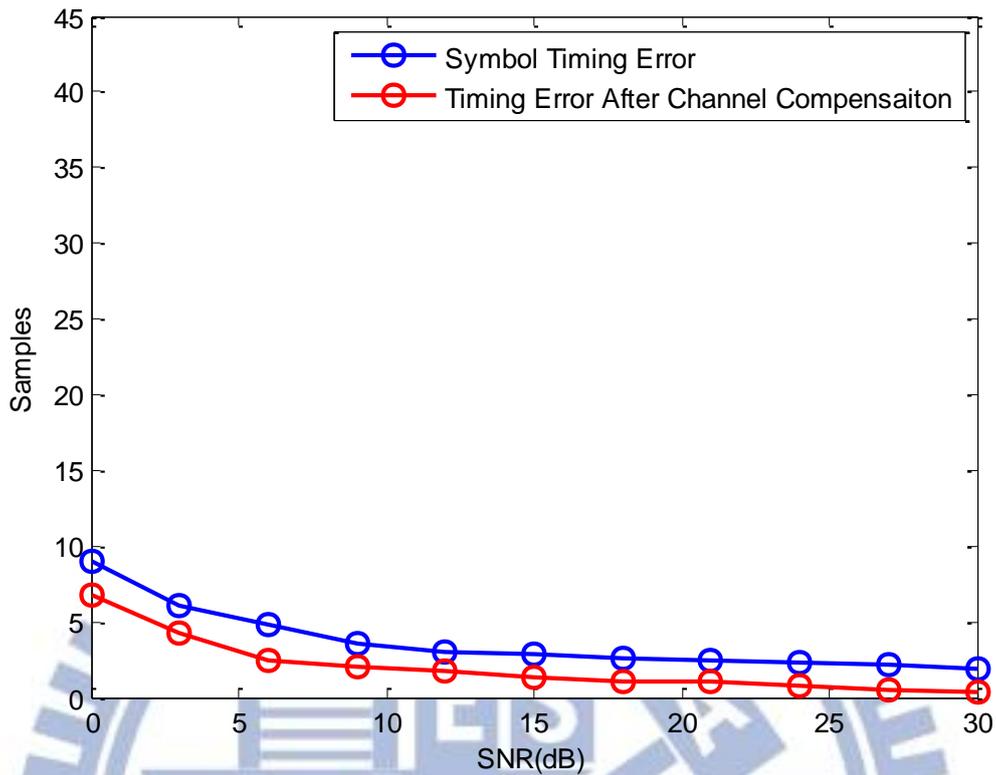


圖 5-5: 改良式 OTDOA 時間差估計誤差

如前面幾章所述，當用戶非常靠近特定基地台時，會由於伺服基地台的訊號太強造成偵測其餘兩個基地台時訊號時的 SINR 低落，導致時間差估計錯誤，從模擬結果(圖 5-6 至 5-10)中，我們可以發現在用戶在三角形區塊內對伺服基地台的 SINR 分布(藍線)下限約為 5dB，上限則被傳送端 EVM 所限制，大約在 22dB 左右。因此，用戶對伺服基地台的時序偵測可以非常準確，但同時對於其他兩個基地台的訊號如較近的基地台(紅線)，及較遠的基地台(黑線)來說，SINR 分布差不多從 -20dB 到 3dB，主要集中在 -10dB 到 0dB 之間，這個狀況下時序偵測可能變得很不準。模擬結果顯示即使是利用了改良式的符元累加平均法，在 0dB 甚至以下的時序估計仍不夠準確，因此我們使用 PAPR 指示器以便排除一些太差的偵測情形。圖 5-11 顯示在不同 SINR 下偵測錯誤的比例

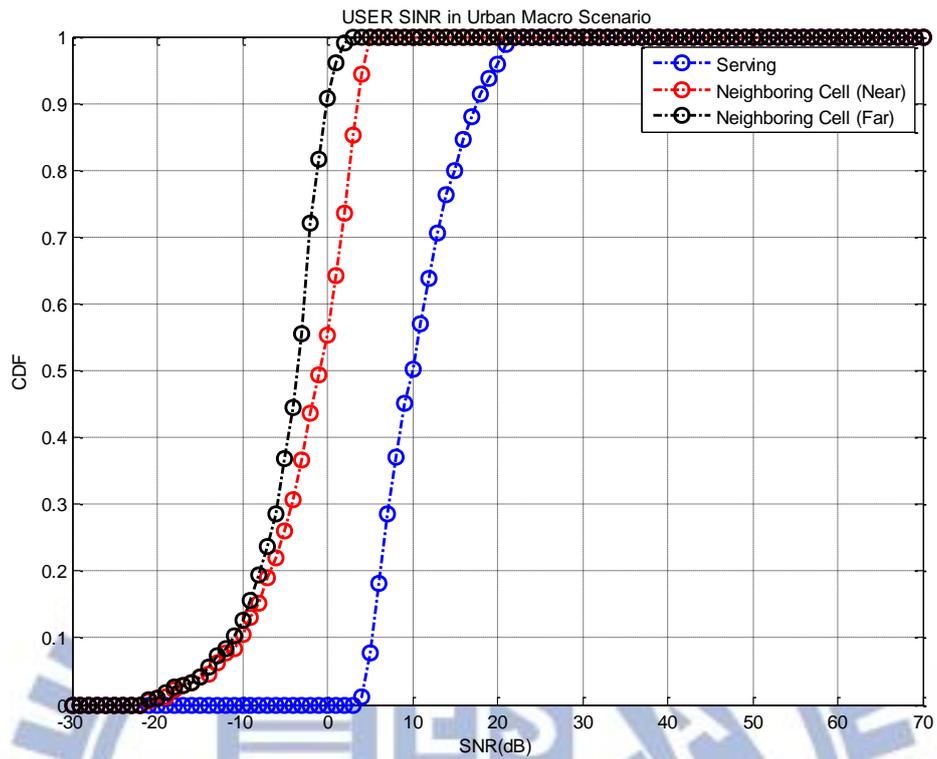


圖 5-6: 用戶對不同基地台 SINR 分布

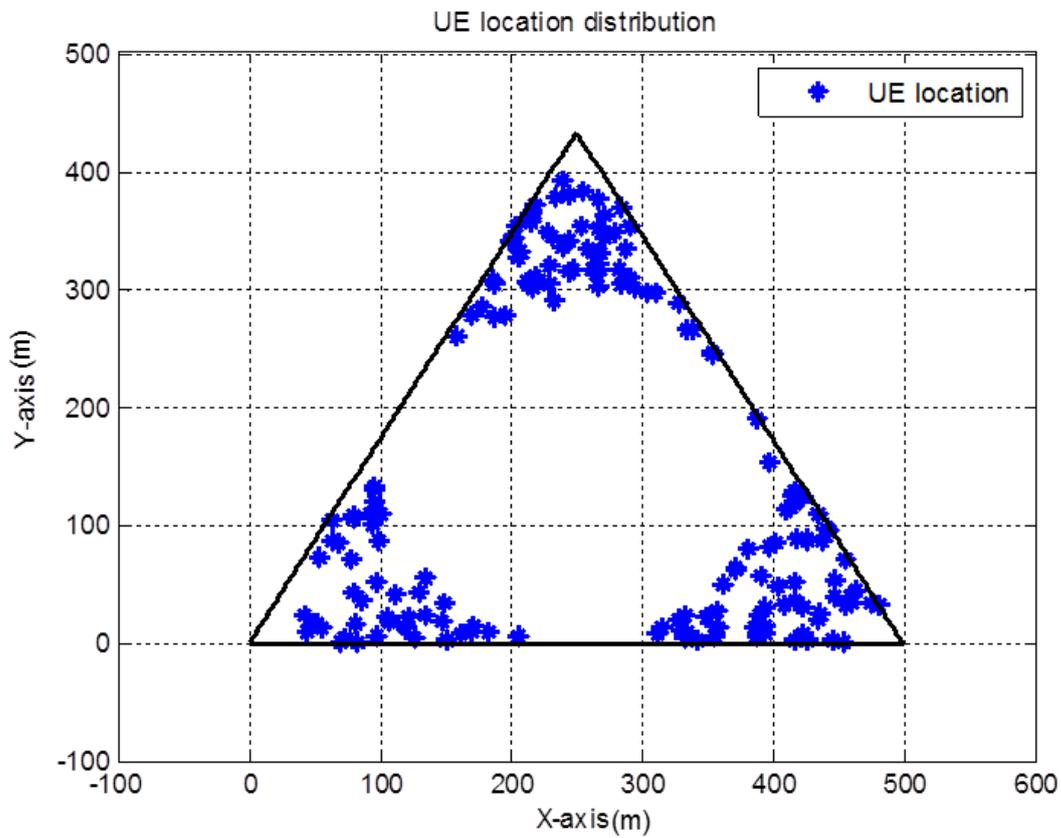


圖 5-7: 細胞外圍用戶分布

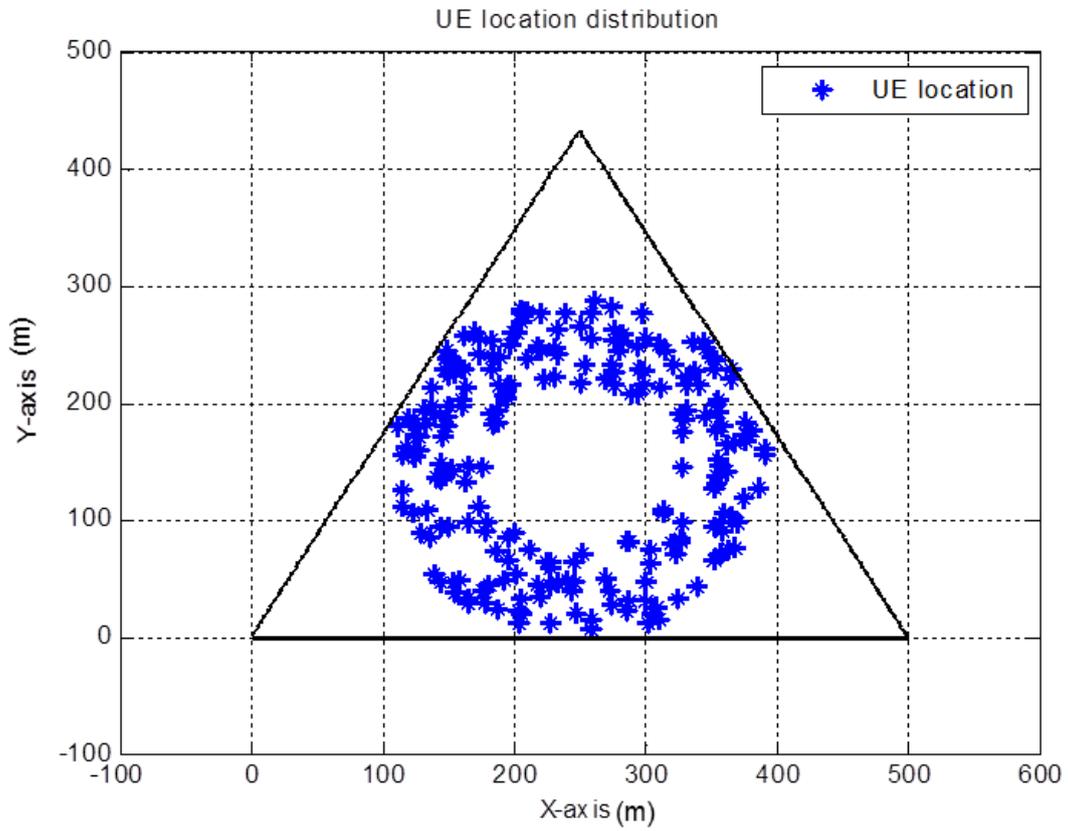


圖 5-8: 細胞中間用戶分布

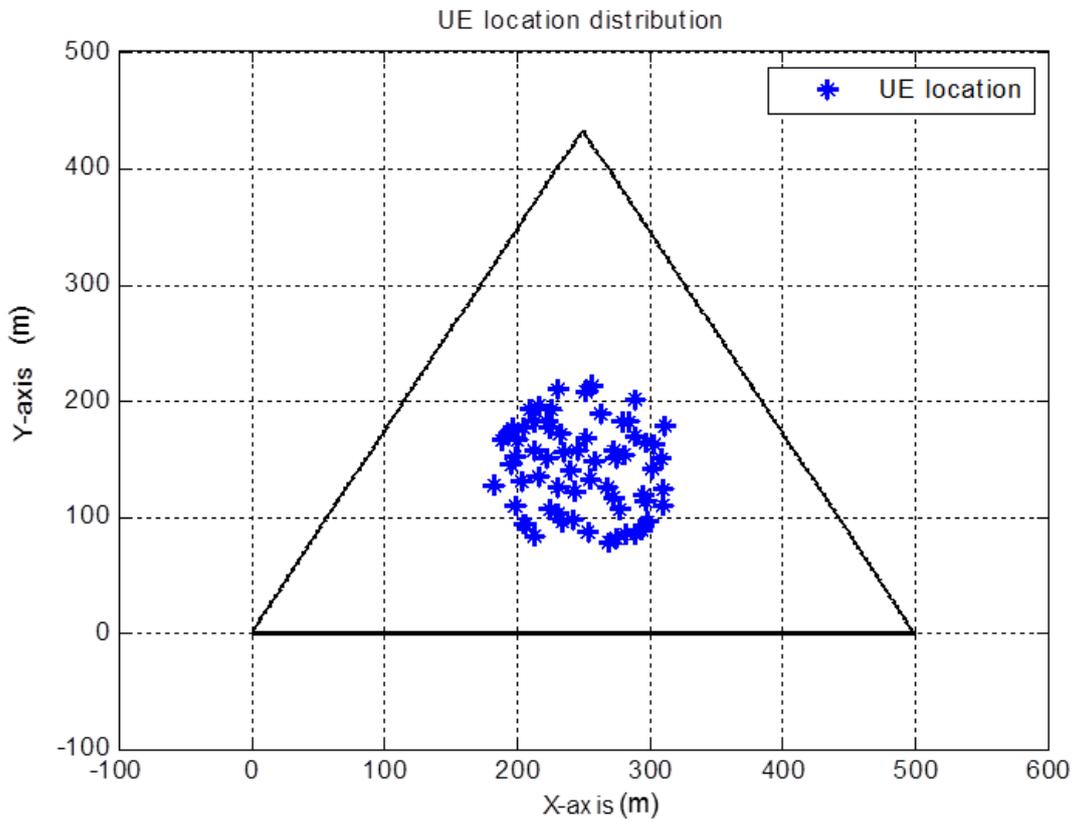


圖 5-9: 細胞中心用戶分布

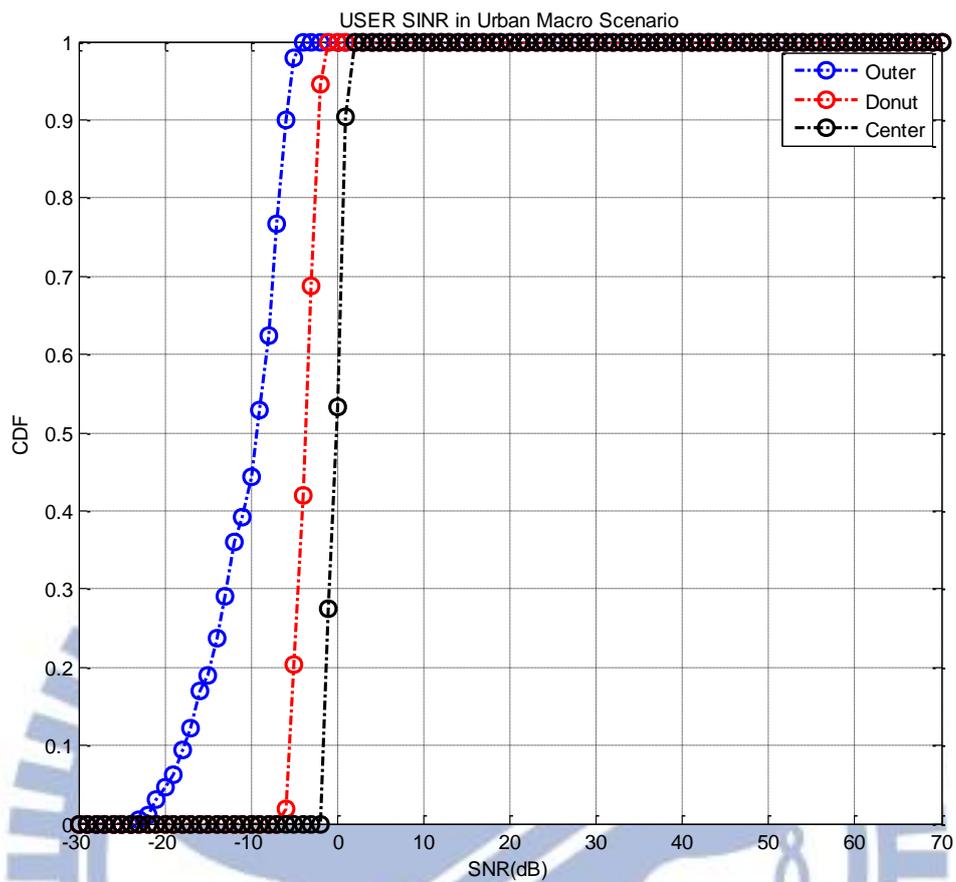


圖 5-10: 距離特定基地台不同遠近下的用戶最差 SINR 分布

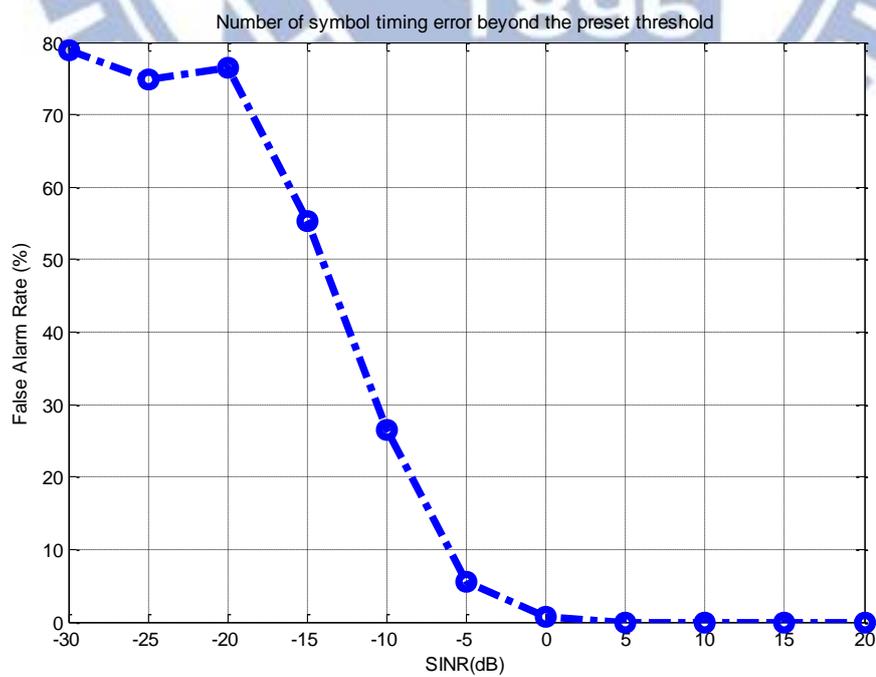


圖 5-11: 不同 SINR 下偵測錯誤的比例

此外由於我們估計出的誤差最小精度為 OFDM 的 1 個取樣樣本，而根據系統所使用的取樣頻率 30.72MHz，1 個 sample 代表 3.255e-08 秒，乘上光速以後大約為 10 公尺：

$$\begin{aligned}f_s &= 30.72M(Hz) \\C &= 3 \times 10^8(m/s) \\d_{sample} &= \frac{1}{f_s} \times C \approx 9.77(m)\end{aligned}\quad (5.2)$$

因此利用 OTDOA 的時間差估計換算成距離差最小誤差大約為 10 公尺左右，但由於後續還會使用遞迴式最小平方法做定位，因此仍然有機會定位出與真實距離小於 10 公尺的誤差結果。此外在遞迴最小平方法定位方面，經過嘗試，我們發現通常在 5 次遞迴之後座標就可以收斂到一特定位置，因此我們將遞迴的次數設置為 5

我們將利用 OTDOA 定位法估計出來的用戶位置與實際的用戶位置距離差及與伺服傳送基地台之間的角度差用累積分布函數曲線(Cumulative Distribution Function, CDF)來表示此定位法的位置及角度準確度(如圖 5-12, 5-13)。藍線為假設用戶在接收參考訊號 CRS 及 PRS 進行偵測時沒有來自其他基地台資料傳輸的干擾，紅線則假設其他基地台同時在傳輸資料而有干擾。我們可以由結果發現，不論是哪一種狀況，OTDOA 定位的位置準確度 90% 以上都落在 50 公尺之內，而角度準確度 90% 都落在 10 度之內，因此可以說 OTDOA 在 LOS 環境下可以算是相當可靠的位置估計方式，非常適合用來做我們的用戶回報位置為基礎的波束成型。

另外我們將實際的座標點與偵測的位置點的分布給畫出來，此結果也可看出前述當用戶越靠近某特定基地台時，定位偏差越大，在細胞邊緣(cell edge)時，定位偏差越小的特性(如圖 5-14)。

如此的特性讓我們所提出的方法適用於在細胞邊緣的使用者，在細胞邊緣時距離基地台較遠，接收訊號比較弱，因此比較需要使用波束成型來加強接收能量的概念，而在靠近特地基地台時，由於接收能量很強，利用傳統的傳輸即可。

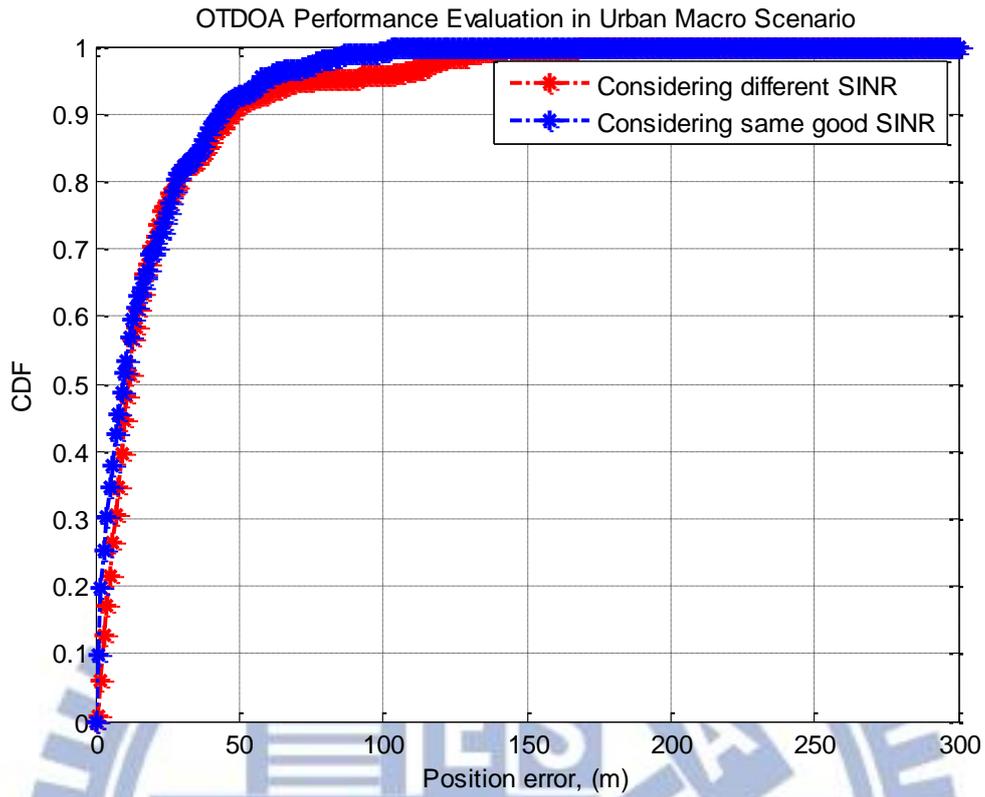


圖 5-12: OTDOA 定位的位置準確度

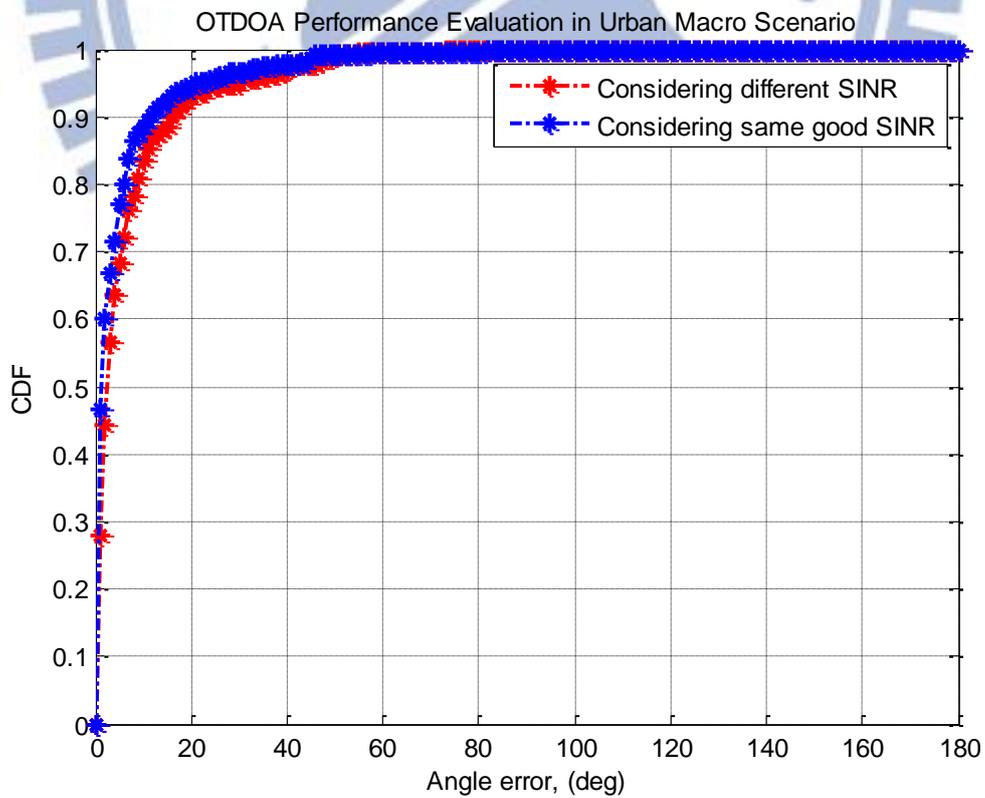


圖 5-13: OTDOA 定位的角度準確度

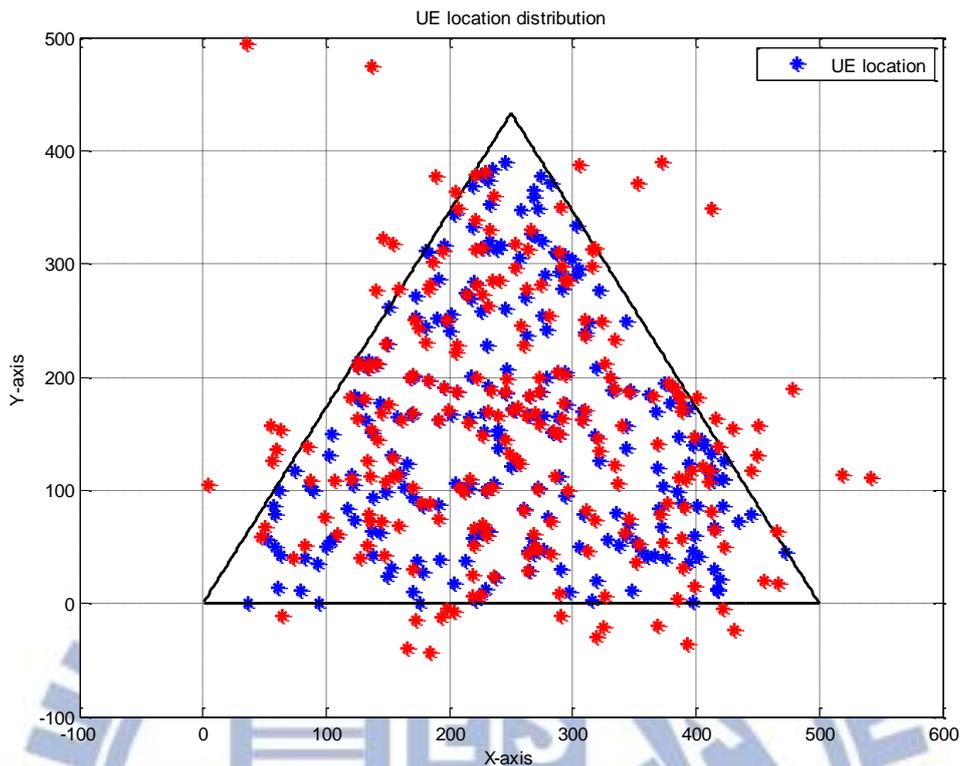


圖 5-14: OTDOA 定位的用戶偵測位置及實際位置分布圖

因此，對於靠近特定基地台而造成定位不準確或無法定位的問題(這樣的用戶大約占整體的 15%)，我們提出了用 RSS 定位來做輔助的方式。由於 RSS 的觀測資訊主要使用能量而非時間差，等於是除了 OTDOA 之外獨立的觀測資訊量。因此我們可以進一步採用一個混和(hybrid)的方式來綜合兩種觀測量，由兩者的定位結果的平均值可以進一步得到更精準的定位，也將無法服務(且因距離太近無須無誤)的使用者數量降到 8% 左右。圖 5-15 及圖 5-16 分別是使用 OTDOA 定位、RSS 定位，及兩者合併定位方式的位置及角度精準度，以累積分布曲線(CDF)表示如下：

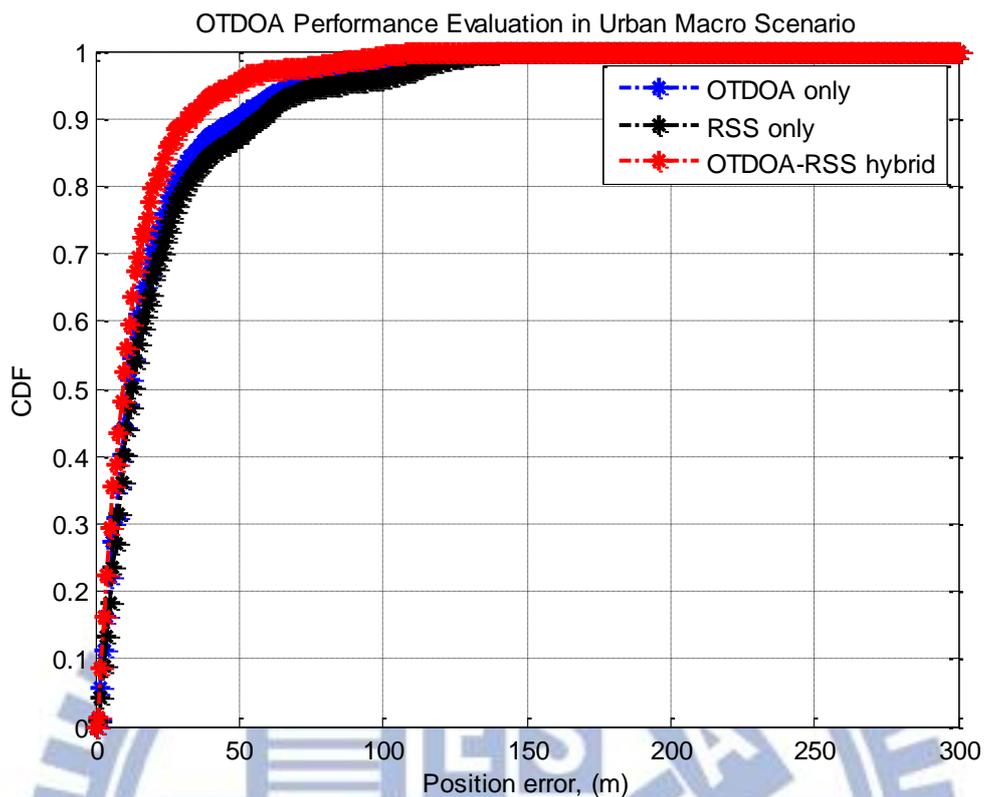


圖 5-15: 綜合比較 OTDOA、RSS、Hybrid 定位的位置準確度

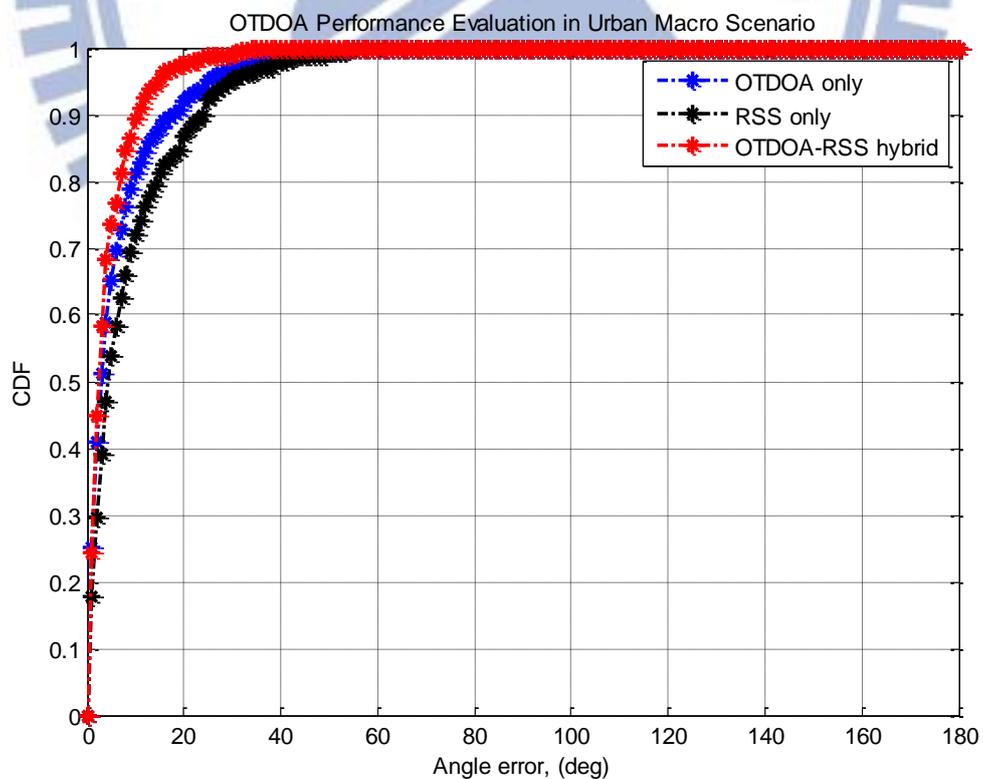


圖 5-16: 綜合比較 OTDOA、RSS、Hybrid 定位的角度準確度

5.3 系統傳輸量模擬結果

在比較系統的傳輸量時可以分為不限制回傳資料量的系統評估(圖 5-17)，及有限回傳資料量的系統評估(圖 5-18)。不限制回傳量的系統評估也就是用戶偵測到自己在哪一個座標後完整回傳座標資訊，基地台就對這個位置進行波束成型，缺點是回傳資料量非常大，主要是用來初步評估此一方案的可行性，不適用於真實的系統。而有限回傳資料量的系統評估則是如本篇論文一開始的提案，將用戶所在細胞切割成不同角度的區塊，用戶須將估計出的自身座標對應到相對的區塊索引後再回傳索引值給基地台(意即量化位置資訊)，讓基地台根據此索引值對該區域進行波束成型。

在有限回傳開銷量的系統評估時，首先必須定義在回傳量為 N 位元的限制下，將 60 度的服務區塊分成 N 等分，每等分的角度大小為 $60/N$ ，再找出在幾根線陣天線傳輸下，波束能量為主波瓣一半的寬度剛好等於 $60/N$ ，來作為該區塊的波束寬度(3dB Beamwidth)，相對應的配置如表 5-2。

模擬結果我們可以發現，當天線數漸漸增加時，由於波束集中傳輸的關係，所以系統傳輸量也漸漸增加，但是此一效果隨著天線越多卻有飽和(saturate)的趨勢。此一現象是由於定位的精準度有一定的上限，當線陣天線越來越多，發出的波束越來越細的同時，也代表著由於定位誤差造成的訊號衰減現象也可能更嚴重。因此只有當定位完全準確度時，才有可能使系統傳輸量隨著天線數增加而持續增加，另一個值得注意的是現象是，當 SNR 已經很高時，增加接收的能量所能增加的容量會相對有限，這是因為系統容量與能量有著對數的關係。以不限制回傳量的系統來說，32 根天線的平均傳輸量已經跟 64 跟差不多，考量天線增加也代表額外的成本，因此 32 根天線應該是最理想的選擇。而以有限回傳量的系統來說，由模擬圖可知，大約 4 位元的回傳量為最佳，也就是將服務區域分成 16 區最為適當，超過 5 位元反而使傳輸量下降。縱然如此，我們可以發現，不論量化與否，我們所提出的方法的確在傳輸量上比傳統的傳輸有將近 2 倍多的增益。

表 5-2 量化回傳開銷量系統的波寬與天線數配置

Number of feedback bits	Number of Partition region	Partitioned Region Size	3dB Beamwidth	Number of Antennas
2	4	$60/4 = 15^\circ$	15.4°	9
3	8	$60/8 = 7.5^\circ$	7.6°	18
4	16	$60/16 = 3.75^\circ$	3.8°	36
5	32	$60/32 = 1.875^\circ$	2°	70
6	64	$60/64 = 0.9375^\circ$	1°	138

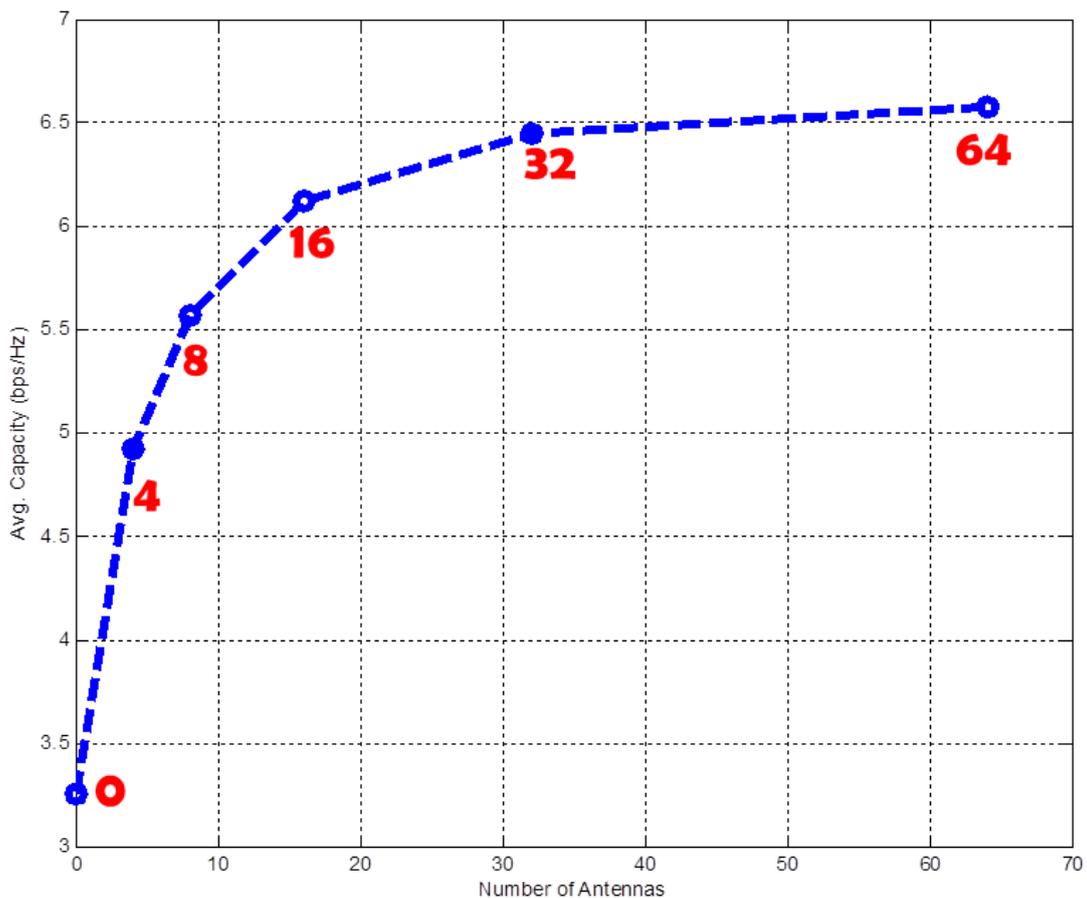


圖 5-17: 不限制回傳開銷量的系統傳輸量評估(OTDOA)

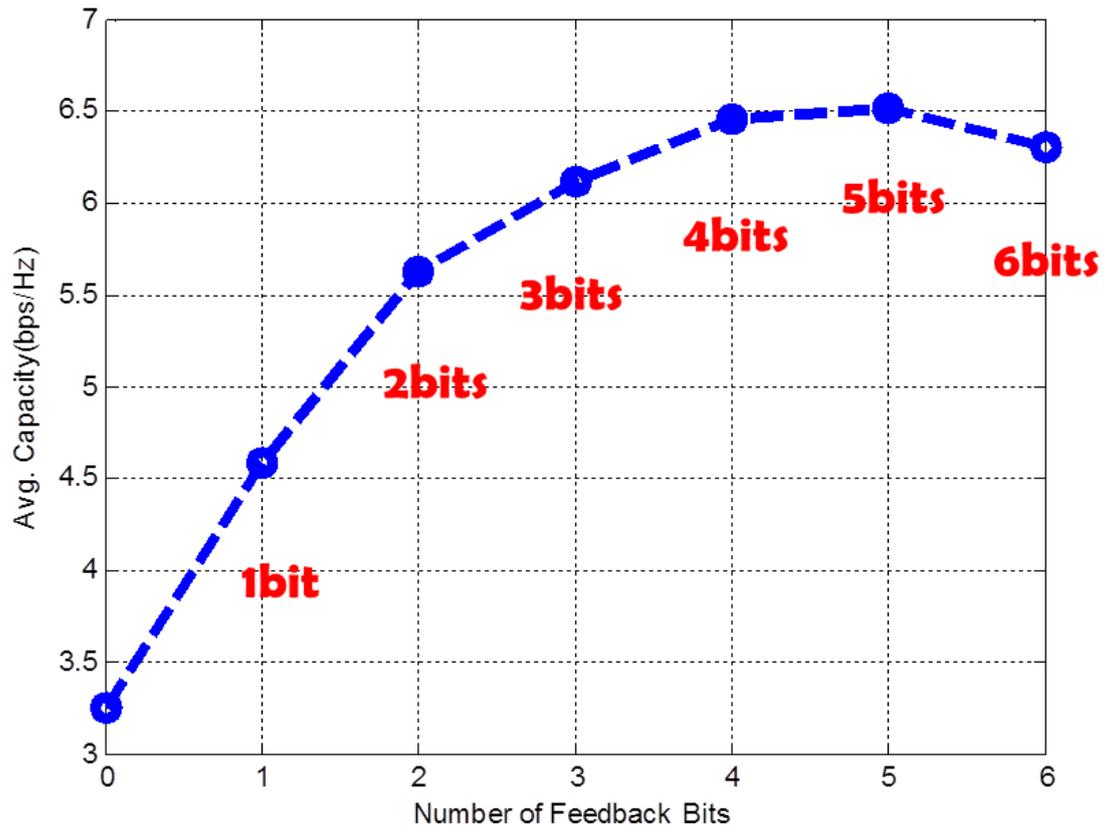


圖 5-18: 量化回傳開銷量的系統傳輸量評估(OTDOA)

此外，在我們提出的 OTDOA-RSS-Hybrid 式定位法下，系統的傳輸量也由於更加準確的定位而增加。其中值得注意的是，原本大約在 4 到 5 位元量化下達到極限的傳輸量，由於更精確的定位而使得 5 位元回傳量下的傳輸量比原本 4 到 5 位元量化下的傳輸量增加的多一些，此一結果也符合我們先前提出定位精準度與傳輸量增加幅度關係的預期。以下(圖 5-19)就是使用 OTDOA 及 RSS 兩者 hybrid 定位後，再由基地台端以波束成型技術傳輸後的系統傳輸量：

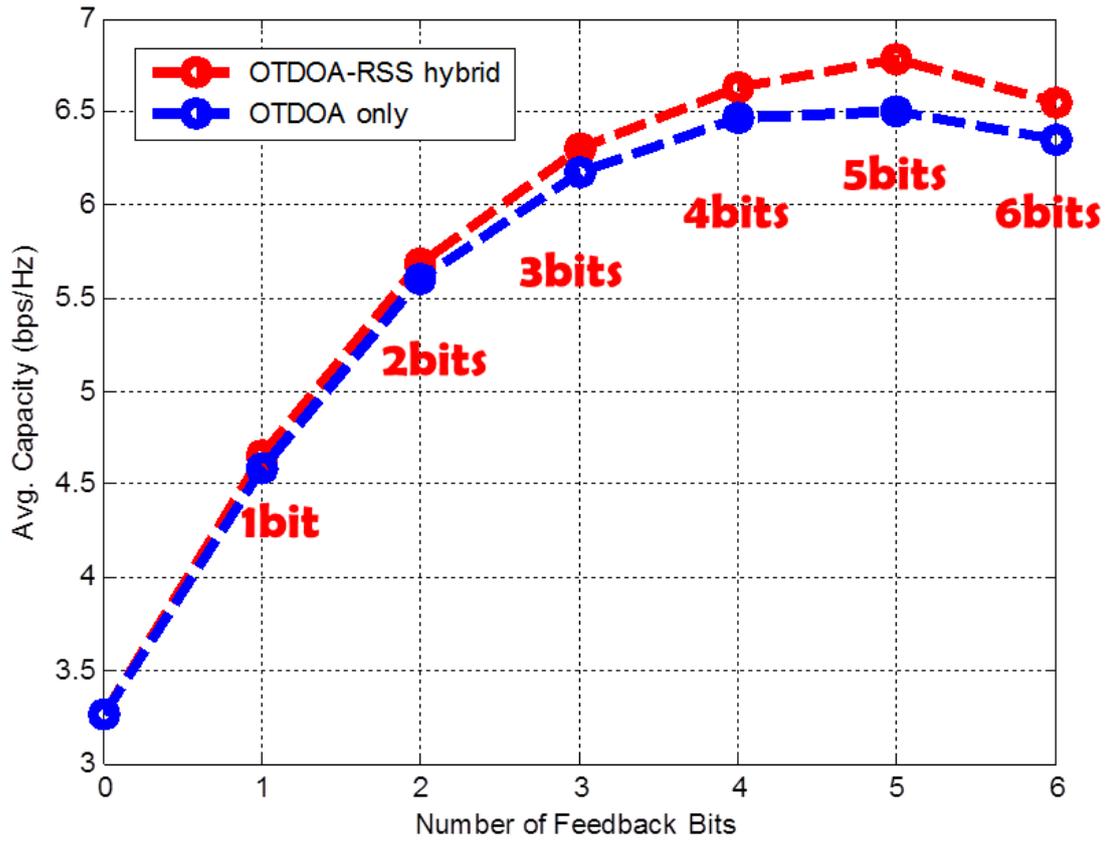


圖 5-19: OTDOA 與 RSS 混合定位的系統傳輸量評估



第六章

結論及未來展望

傳統的波束成型方法是藉著基地台對所服務的區塊內使用者依序發出不同方向的波束(beam)，再由使用者利用預編碼矩陣索引(Precoding Matrix Index, PMI)回報哪一個方向的波束可以對自己的訊雜比造成最大的增益，基地台於是以此樣的資訊為依據對使用者進行波束成型的傳輸。傳統方法的缺點除了基地台花費時間掃描(scan)而導致系統延遲(delay)較長及複雜度較高之外，也會耗損系統的頻寬。

本論文主要提出了在大規模天線系統下，用戶利用 OTDOA 及 RSS 混和定位並且回報基地台，再由基地台端來對用戶做個別的波束成型，以達到系統的傳輸量增加的方法。我們提出一個兩階段的時間差估計方法，首先利用 CP 的相關性為基礎偵測接收訊號的符元時序做初步估計，再透過時序誤差會反映在時域通道的延遲的特性，來做細部的修正。對於某些 SINR 較低的使用者，我們使用平均多個接收符元來提升 SINR，並設計了一個峰均值比指示器來排除偵測結果過差的情形，最後再用改良式的最小平方法估計出使用者位置。除此之外我們也針對使用者太靠近特定基地台而導致時間差偵測失準的情形，提出 RSS 的定位法做輔助有效改進。

模擬結果顯示本論文提出的方法確實能對系統傳輸量有很大的提升，希望此一結果能夠對後續的相關研究有所幫助及貢獻。由於本論文主要架構是針對 LOS 環境下所設計，未來在 NLOS 環境下的定位仍存在許多可以探討的議題，此外針對移中的使用者，我們可以利用自我位置追蹤(position tracking)的方式來做更準確的定位或者降低回傳量，也可以考慮使用於多用戶的多波束傳輸，在這種情

況之下，波束間可能會有互相干擾的，需使用消除干擾的演算法加以克服。最後，本論文主要是探討二維的波束形成，3 維的波束是目前 LTE-A 討論的熱門話題，如何將本論文所提的方法延伸至 3 維，也是未來可能的研究重點。



參考文獻

- [1] F. Rusek ; D. Persson ; B. K. Lau ; E.G. Larsson ; T.L. Marzetta ; O. Edfors ; F. Tufvesson “Scaling Up MIMO: Opportunities and Challenges with Very Large Arrays”, *Signal Processing Magazine, IEEE*, Vol. 30, Issue:1, Page(s): 40 – 60, 2013.
- [2] 3GPP TS 36.355, Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA) LTE Positioning Protocol (LPP), v9.11.0
- [3] 3GPP TS 36.455, Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA) LTE Positioning Protocol A (LPPa), v10.4.0
- [4] M. Kottkamp ; A. Rössler ; J. Schlien ; J. Schütz “LTE Release 9 Technology Introduction White paper” *ROHDE&SCHWARZ*
- [5] K. Xu ; M. Chen ; Y. Liu “A Novel Localization Algorithm Based on Received Signal Strength Indicator for Wireless Sensor Networks”, *ICCSIT '08. International Conference on Computer Science and Information Technology*, Page(s): 249 – 253, 2008.
- [6] N. Patwari ; J.N. Ash ; S. Kyperountas ; A.O. Hero ; R.L. Moses ; N.S. Correal “Locating The Nodes: Cooperative Localization In Wireless Sensor Networks” *Signal Processing Magazine, IEEE*. Vol. 22, Issue: 4, Page(s): 54 – 69, 2005.
- [7] 3GPP TS 36.211, Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA) Physical Channels and Modulation, v10.5.0
- [8] F. Khan “LTE for 4G Mobile Broadband” Cambridge, 2009
- [9] E. Dahlman ; S. Parkvall ; J. Sköld “4G LTE-LTE-Advanced for Mobile Broadband” Elsevier Ltd., 2011
- [10] S. Sesia ; I. Toufik ; M. Baker “The UMTS Long Term Evolution: From Theory to Practice, Second Edition” WILEY 2011

- [11] A. Roxin ; J. Gaber ; M. Wack ; A. Nait-Sidi-Moh “Survey of Wireless Geolocation Techniques“ *Globecom Workshops, IEEE*, Page(s): 1 – 9, 2007.
- [12] R. Michael B. ; S. Venkatesh “Fundamentals Of Time-of-arrival–based Position Location”, *Handbook of Position Location: Theory, Practice and Advances*, Chapter 6
- [13] J. Kim ; S. Kim ; N. Y. Kim ; J. Kang ; Y. Kim ; K. T. Nam “A Novel Location Finding System for 3GPP LTE” *IEEE 20th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Page(s): 3213 – 3217, Sept. 2009.
- [14] R. A. Karri “Performance of 3GPP Rel-9 LTE Positioning Methods” *2nd Invitational Workshop on Opportunistic RF Localization for Next Generation Wireless Devices* June, 2010.
- [15] J. C. Lin “Coarse Frequency Offset Acquisition Via Subcarrier Differential Detection for OFDM Communications”, *IEEE, Transactions on Communications*, Vol. 54, No. 8, Page(s): 1415 – 1426, Aug. 2006.
- [16] K. Manolakis; D. M. G. Estévez¹ ; V. Jungnickel ; W. Xu ; C. Drewes “A Closed Concept for Synchronization and Cell Search in 3GPP LTE Systems”, *IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, Page(s):1 – 6, 2009.
- [17] Y. Tsai ; G. Zhang ; Grieco, D. ; Ozluturk, F. “Cell Search in 3GPP Long Term Evolution Systems” *Vehicular Technology Magazine, IEEE*, Page(s): 23 – 29, 2007.
- [18] T. C. Wei ; W. C. Liu ; S. J. Jou “A Jointed Mode Detection and Symbol Detection Scheme for DVB-T”, *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, Vol. 54, Issue 2, Page(s): 336 – 341, May 2008.
- [19] I. Kim ; Y. Han ; Y. Kim ; S. C. Bang “Sequence Hopping Cell Search scheme

- for OFDM Cellular Systems” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol. 7, No. 5, Page(s):1483 – 1489, May 2008.
- [20] J. I. Kim ; J. S. Han ; H. J. Roh ; H. J. Choi “SSS Detection Method for Initial Cell Search in 3GPP LTE FDD/TDD Dual Mode Receiver”. *9th International Symposium on Communications and Information Technology*, Page(s):199 – 203, 2009.
- [21] D.C. Hogg “Fun with the Friis free-space Transmission Formula” *IEEE Antennas Propag. Mag.*, Vol. 35, No. 4, Page(s): 33 – 36, Aug. 1993.
- [22] G. Ren ; H. Zhang ; Y. Chang “SNR Estimation Algorithm Based on the Preamble for OFDM Systems in Frequency Selective Channels” *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 57, No. 8, Aug. 2009.
- [23] S. Roweis “Levenberg-Marquardt Optimization”
- [24] 3GPP TS 36.213, Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); “Physical Layer Procedures”, v10.6.0
- [25] 3GPP TS 36.104, Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); “Base Station (BS) radio transmission and reception”, v11.4.0
- [26] I. E. Telatar, “Capacity of Multi-antenna Gaussian Channels” *Europ. Trans. Telecommu.*, Vol. 10, Page(s): 585 – 595, Dec. 1999.
- [27] Final Report of 3GPP TSG RAN WG1 #72bis v1.0.0
- [28] 3GPP TR 36.819, Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA), “Coordinated multi-point operation for LTE physical layer aspects”, v11.0.0