

國立交通大學

電信工程學系

碩士論文

使用 PN 碼在 Ranging 時估測頻率偏移量



Carrier Frequency Offset Estimation in Ranging with
PN code

研究生：游峻權

指導教授：張文鐘 博士

中華民國九十七年八月

使用 PN 碼在 Ranging 時估測頻率偏移量

Carrier Frequency Offset Estimation in Ranging with PN code

研 究 生：游峻權

Student: Chun-Chuan Yu

指 導 教 授：張文鐘 博士

Advisor: Dr. Wen-Thong Chang

國 立 交 通 大 學



Submitted to Department of Communication Engineering
College of Electrical and Computer Engineering
National Chiao Tung University
in Partial Fulfillment of the Requirements
for the Degree of
Master
In
Communication Engineering

August 2008

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中 華 民 國 九 十 七 年 八 月

使用 PN 碼在 Ranging 時估測頻率偏移量

研究生：游峻權

指導教授：張文鐘 博士

國立交通大學

電信工程學系碩士班

摘 要

本篇論文主要介紹 IEEE 802.16e 上傳 OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiplexing Access) 系統在 ranging 時頻率偏移量的估測。在估測時，多用戶干擾(MAI - multiple access interference)以及未知的多路徑衰減通道 (Multi-path fading channel)，都是影響估測效能的因素。在此，先利用傳送的 ranging 碼(PN 碼)間相關性很低的特性，將多路徑衰減通道估測出來，再結合兩種演算法估測頻率偏移量，一種是以時域為觀點，利用 EKF (Extended Kalman Filter) 演算法來做估測，以單一維度的遞迴式估測，在遞迴中同時估測並更新通道訊息，並利用多用戶干擾消除增加效能，使得頻率偏移量逐漸收斂到最佳值；另外一種以頻域為觀點來做估測，將連續傳送的兩個頻域 symbol，以使用的子載波利用演算法估測出頻率偏移量，結合多用戶干擾消除分離不同使用者的訊號，遞迴多次得到最佳的估測值。最後由模擬比較兩種演算法估測頻率偏移量的效能與特性。

Carrier Frequency Offset Estimation in Ranging with PN code

Student: Chun-Chuan Yu

Advisor: Dr. Wen-Thong Chang

Department of Communication Engineering

National Chiao Tung University

Abstract

This thesis is focused on carrier frequency offset estimation in ranging of IEEE 802.16e uplink OFDMA system. Both of MAI (multiple access interference) and unknown Multi-path fading channel are the factors which effect the performance of carrier frequency offset estimation. First, we estimate the Multi-path fading channel by using the ranging codes (PN codes) which have low correlation with each other. Furthermore, this thesis uses two algorithms to estimate carrier frequency offset, one is the Extended Kalman Filter algorithm, based on time domain, and another algorithm estimates carrier frequency offset in frequency domain. The former algorithm uses one-dimensional recursion to estimate. It updates channel information in recursion and increases performance by using MAI cancellation. The latter algorithm estimate carrier frequency offset by two OFDMA symbols with identical subcarriers in frequency domain, and use MAI cancellation to separate different users' signal. Finally, we compare the two different algorithms by simulation result for carrier frequency offset estimation.

致謝

兩年的碩士生涯轉眼間已經要進入尾聲，回首過往的兩年，有著許多甜蜜與艱辛的回憶，首先要誠摯的感謝我的指導教授 張文鐘博士。感謝老師在研究上的悉心指導，以及不時的討論並指點我正確的方向，並且讓學生有完善的設備和舒適的學習環境，經過老師的教導，讓我在許多待人處事及學術研究上獲益匪淺。也要感謝口試委員 鐘嘉德博士、 蘇育德博士、以及 王蒞君博士熱情參與並給予諸多寶貴意見，使得內容更加的完善，也使我更加成長與茁壯。

兩年的光陰，實驗室裡共同的生活點滴，學術研究上的討論、言不及義的閒扯、還有趕報告的革命情感，感謝諸位學長姐、同學、學弟妹的共同砥礪以及墮落，你/妳們的陪伴讓我兩年的研究生生活充滿絢麗多彩。特別感謝實驗室同學宗學、文賢、明山、振偉、政達，有了你們讓實驗室總是充滿著歡笑聲，也恭喜我們順利走過這兩年；還有實驗室學弟如宏、秉謙、建民、盛如、志偉、弘達、琮壹，你們的幫忙及陪伴讓我銘感在心。

大學好友兼室友，維倫、永軒，以及許許多多的大學同學們，一眨眼已經度過了六個年頭了，大學的點滴依然存在我的心頭，謝謝你/妳們常在我困惑時、煩惱時給予我很多的鼓勵與支持。族繁不及背載，僅以有限的篇幅敬給我身邊的師長們以及朋友們，點滴之恩，湧泉之心。

最後，我要特別感謝我的家人，我的父母親以及哥哥在我就學期間給我很大的精神支持以及生活所需，由於有你們的努力以及鼓勵，才得以讓我無後顧之憂地學習，謝謝你們給我的無限支持與關愛，使我能夠專心放心的完成這份研究，謹以本文獻給我摯愛的家人們，願與你們一起分享這份榮耀。

游峻權

民國九十七年八月 於新竹

目錄

第一章 緒論.....	1
1.1 研究背景及動機.....	1
1.2 論文架構.....	2
第二章 IEEE 802.16e Initial Ranging簡介.....	3
2.1 IEEE 802.16e簡介.....	3
2.1.1 IEEE 802.16e網路初始.....	3
2.1.2 訊框架構與子載波分配.....	5
2.2 Initial Ranging簡介.....	11
2.3 Initial Ranging通道估測.....	15
2.3.1 使用者Ranging碼偵測.....	15
2.3.2 多重路徑通道估測.....	17
第三章 以時域觀點估測上傳頻率偏移量.....	20
3.1 訊號模型.....	21
3.2 時域觀點估測理論.....	24
3.2.1 EKF (Extended Kalman Filter) 演算法.....	24
3.2.2 多用戶干擾(MAI)消除.....	29
3.2.3 雜訊變異數估測.....	31
3.3 結合通道估測與EKF演算法估測頻率偏移量.....	33
第四章 以頻域觀點估測上傳頻率偏移量.....	37
4.1 訊號模型.....	37
4.2 頻域觀點估測理論.....	41
4.3 結合多用戶干擾消除在頻域上估測頻率偏移量.....	46
第五章 系統模擬與分析.....	48
5.1 系統參數.....	48
5.2 通道模型.....	50
5.3 系統模擬與分析.....	51
第六章 結論.....	68
參考文獻.....	69

圖目錄

圖 2.1 IEEE 802.16e OFDMA TDD模式的訊框架構[1].....	6
圖 2.2 由DL-MAP得知Burst的分配位置.....	7
圖 2.3 上傳tile結構[1].....	8
圖 2.4 UL_PermBase設為 1 的第 0 個子通道.....	9
圖 2.5 OFDMA initial ranging時域傳輸訊號.....	11
圖 2.6 使用兩組連續initial ranging時域傳輸訊號.....	12
圖 2.7 PRBS產生器.....	12
圖 2.8 UL_PermBase=0 的第[50,100,150,200]組ranging碼與其他組的相關性	13
圖 2.9 Ranging slot圖.....	14
圖 3.1 由M個DMS及K個RMS組成的OFDMA 系統.....	21
圖 3.2 MAI消除方塊圖.....	30
圖 4.1 由M個DMS及K個RMS組成的OFDMA 系統.....	37
圖 5.1 Ranging碼C1 與自己各個時間延遲的相關性.....	52
圖 5.2 $C_T(k=1)$ 與 $(\alpha C_1 + C_2)$ 的相關性 (a) $\alpha=1$ (b) $\alpha=0.8$ (c) $\alpha=0.6$ (d) $\alpha=0.4$	53
圖 5.3 傳送 1RMS經過SUI-4 通道與AWGN比較圖 (EKF演算法).....	56
圖 5.4 傳送 1RMS經過SUI-4 通道與AWGN的估測收斂圖 (EKF演算法).....	56
圖 5.5 DMS對於估測效能影響圖 (EKF演算法).....	57
圖 5.6 DMS對於估測收斂速度影響圖 (EKF演算法).....	58
圖 5.7 減少通道估測次數的估測效能圖 (EKF演算法).....	59
圖 5.8 減少通道估測次數的估測收斂速度影響圖 (EKF演算法).....	59
圖 5.9 2 個RMS個別經過的通道，強度相似.....	60
圖 5.10 在 2 個RMS，通道強度相似的情形下的.....	61
(a)(b)CFO收斂圖 (c)(d)通道估測NMSE收斂圖 (EKF演算法).....	61
圖 5.11 傳送 1 個RMS與 2 個RMS效能比較圖 (頻域觀點).....	63
圖 5.12 傳送 1 個RMS與 2 個RMS頻率偏移量收斂圖 (頻域觀點).....	63
圖 5.13 傳送 2 個RMS經過SUI-4 通道與AWGN的估測收斂圖 (頻域觀點).....	64
圖 5.14 3 個RMS個別經過的通道，強度相似.....	65
圖 5.15 在 3 個RMS，通道強度相似的情形下的CFO收斂圖(頻域觀點).....	66
圖 5.16 在 3 個RMS，通道強度相似的情形下的通道估測NMSE圖(頻域觀點)	66
圖 5.17 時域觀點與頻域觀點效能比較圖.....	67

表目錄

表 2.1 2048-FFT OFDMA上傳PUSC載波分配方式[1]	8
表 5.1 OFDMA系統參數運算方程式	48
表 5.2 OFDMA不同FFT下系統參數.....	49
表 5.3 2048-FFT 系統模擬參數	49
表 5.4 SUI-4 通道模型參數	50



第一章 緒論

1.1 研究背景及動機

正交分頻多工存取(OFDMA - Orthogonal Frequency Division Multiplexing Access)技術是以正交分頻多工(OFDM)技術為基礎演變而來的，他是讓多個使用者同時使用一個 OFDM symbol，可以擁有高速的傳輸速率，以及有對於每個使用者的頻寬可彈性調整的特性，為無線通訊傳輸的重要技術，也是在 IEEE 802.16e 系統上主要使用的系統架構。

在 OFDMA 系統中，下傳是由 BS (base station)將訊號傳送給所有的使用者，所以下傳訊號可視為一般的 OFDM 訊號，接收的使用者不會互相的干擾；但是 OFDMA 上傳則是不同使用者在同一時間上傳訊號，各個使用者利用分配到的不同的子通道來傳送，可以容易的在頻域上分離每個使用者的訊號，但是不同的使用者在上傳訊號途中所經過的多路徑衰減通道並不相同，也會產生出不同的時間延遲以及頻率偏移，而這些因素都會造成接收端訊號的干擾，因此，需要將這些參數準確的估測，以利接收端接收正確的訊號，這也是 OFDMA 系統中的一大挑戰。

此篇論文主要使用 OFDMA 的 ranging 機制來估測上傳使用者的頻率偏移量 (CFO - Carrier Frequency Offset)，每個使用者會因為都普勒效應或是接收端振盪器的不匹配，造成各自的頻率偏移量，破壞了子載波間的正交性，造成載波間干擾(ICI - inter-carrier interference)，另外，還有多重存取干擾(MAI - multiple access interference)，兩者都會使訊號解調的錯誤率增加。估測頻率偏移量之前，通道的訊息是我們需要先得知的，在 OFDM 中，是使用 pilot 訊號來估測通道響

應，再經由內插法將完整的通道響應重建出來，不過在 OFDMA 中，使用者使用的為一部份的子載波，而不是完整的 OFDM symbol，使得使用的子載波為不平均且稀少的，造成內插法很難重建出正確的通道響應，所以在此使用 ranging 訊號間相關性很低的特性，將通道的路徑延遲及衰減增益估測出來。

論文中將利用兩種不同的理論來估測頻率偏移量。首先，以時域的觀點，利用了[2]中的 EKF (Extended Kalman Filter)演算法來進行頻率偏移量的估測，但在[2]中為 IEEE 802.16a 的系統架構，訊框形式並不相同，而且[2]假設經過的通道為已知。而我們使用 IEEE 802.16e 的 initial ranging 來進行同步，將估測出的通道訊息，結合 EKF 演算法，在傳送的 2 個 OFDMA symbol 中以遞迴的方式估測通道及頻率偏移，再加上多用戶干擾消除，將頻率偏移量逐漸收斂到最佳值。

另外，利用[3]中的理論，以頻域的觀點來估測頻率偏移量，使用連續傳送的 2 個 OFDMA symbol，利用相同子載波的訊號，經過運算後，會得到使 2 個 symbol 的值差異最小的頻率偏移量，但是在[3]中，每個使用者使用不同的子載波來估測，而 initial ranging 的每個使用者都使用同樣的子載波，所以利用估測到的通道，進行多用戶干擾的消除，重複步驟，讓估測到的頻率偏移量越來越準確。

1.2 論文架構

第 2 章主要對於 OFDMA initial ranging 進行簡介，包含了 MAC 層與 PHY 層部分架構，以及介紹 initial ranging 的通道估測。第 3 章則介紹利用 EKF 演算法結合通道估測，來估測出頻率偏移量。第 4 章介紹以頻域的觀點來估測頻率偏移量的方法。第 5 章則是在 IEEE 802.16e 的架構下作兩種方法的模擬與比較。而第 6 章則是結論及未來的發展。

第二章 IEEE 802.16e Initial Ranging 簡介

本章節將介紹 IEEE 802.16e [1]上傳 OFDMA 系統。包含了 MAC (Medium Access Control)層的網路初始化及 Ranging 執行，和 PHY (Physical)層的子載波分配以及有關 Ranging 的架構；並且介紹在 Ranging 時通道的估測方式。

2.1 IEEE 802.16e 簡介

IEEE 802.16 標準主要是應用於無線都會網路(Wireless Metropolitan Area Network)，範圍上比 IEEE 802.11 大很多且支援了非目式傳播(non-line of sight)，其操作頻帶在 2 到 11GHz，包含了需要執照及不需要執照的範圍。IEEE Std 802.16-2004 (802.16d)為電機電子工程協會(IEEE)所制訂 WiMAX 的標準，主要是針對定點的使用者，為固定式的系統，為了可以支援行動通訊而提出的 IEEE 802.16-2005 (802.16e)，加入了行動的功能。

IEEE 802.16e 主要包含了介質存取控制(MAC)層及實體(PHY)層。PHY 層中，WirelessMAN-OFDMA PHY 主要是設計用在非目式傳播(non-line of sight)並且頻帶低於 11GHz 是屬於需要執照的頻帶。在此篇論文都選擇有潛力的 WirelessMAN-OFDMA 來進行介紹與探討。

2.1.1 IEEE 802.16e 網路初始

當一個新的 MS (Mobile Station)要進入網路之前，通常必須經過三個步驟：
(1) 掃描下傳通道並且能夠與 BS (Base Station)同步、(2) 從上傳通道描述(UCD)獲得傳輸的參數、(3) 執行 initial ranging。

當新的 MS 開始掃描可用的下傳頻道時，直到找到合適的通道且能夠與之同

步為止，其中同步包括了 PHY 的同步和 MAC 的同步。一旦完成了 PHY 的同步，即意味著 MS 已知載波頻率、序文(preamble)和訊框控制表頭(FCH)。而 MAC 的同步意味著 MS 可解讀出一組以上的 DL-MAP、DCD...等資訊。

在執行完同步之後，MS 會等待並接收 UCD，UCD 是由 BS 週期性的廣播出去讓 MS 可以週期性的收到，即可得知上傳所需的各種參數。之後，MS 會再接收頻寬配置圖(Bandwidth allocation map)，並且開始上傳資料，首先上傳的資料即為 initial ranging symbol。如果在 T12 (5×UCD 最大區間)內沒收到 UCD 或是執行 initial ranging 失敗，MS 就會重新掃描下傳通道和執行同步。

執行 initial ranging 主要是調整 MS 上傳的參數，包括了時間延遲、頻率偏移等參數，藉此維護 MS 與 BS 之間的通訊品質。在使用 OFDMA 傳輸模式下，每個 MS 的時間延遲和頻率偏移均不相同，造成不同 MS 傳送到 BS 的訊號會產生干擾，且在經過通道的衰減後，每個 MS 傳送的訊號差異更大，使得接收端效能的降低，因此，執行 initial ranging 主要的目的就是估測出這些參數，傳送訊號時加以改善，以維護 MS 與 BS 之間的通訊品質。

Ranging 在分類上有分成 initial ranging 和 periodic ranging。Initial ranging 讓 SS 可以進入網路並且獲得需更正的參數；periodic ranging 主要是週期性的調整 MS 上傳參數以維持 BS 跟 MS 之間的穩定性。一個 MS 在執行 initial ranging 時，通常會進行下列步驟。

- MS 在執行完下傳同步和得到上傳參數後，MS 會隨機選擇一組 ranging slot (使用 random backoff 的 binary truncated exponent algorithm 防止再次碰撞的可能)，在選擇完 ranging slot 後，MS 會隨機選擇一組 ranging 碼(CDMA 碼)傳送到 BS 端，開始執行 initial ranging。
- BS 不會告知是哪一個 MS 送出 RNG-REQ，因此，一但成功接收到一組

ranging 碼，BS 會廣播 RNG-RSP，訊息裡面包括接收到的 initial ranging 碼和所在的 ranging slot 等資訊，RNG-RSP 是讓 MS 去確認與他送出的 initial ranging 碼是否符合，RNG-RSP 包含所有需要調整的參數(時間、功率、頻率偏移)和狀態。

- 一旦接收到 RNG-RSP 訊息的狀態是繼續(continue)，MS 會繼續執行 ranging 的動作。
- 當 BS 成功收到 RNG-REQ，且送出的 RNG-RSP 的狀態為成功(success)，BS 將會傳送 CDMA_Allocation_IE 在 UL_MAP 中給 MS，此訊號含有 ranging 碼及 ranging slot 以及提供一段時間讓 MS 上傳 RG-REQ 的訊息，故 MS 可以在 BS 給定的時間送出 RNG-REQ 要求頻寬。
- Initial ranging 過程在接受到 RNG-RSP 之後就結束無論其狀態是成功或是繼續，如果是成功則 initial ranging 結束，如果是繼續則 initial ranging 就會結束並開始 periodic ranging 機制。
- MS 會等候 T_3 (200ms) 的時間接收 RNG-RSP 及 UL_MAP 中的 CDMA_Allocation_IE。

2.1.2 訊框架構與子載波分配

IEEE 802.16e OFDMA 訊框架構提供了多工技巧，包含了分時雙工(TDD - Time Division Duplex)和分頻雙工(FDD - Frequency Division Duplex)，在此都討論以分時雙工為主的 OFDMA 架構，上載和下載使用同樣的頻率，資料傳遞依照時間來區隔，也就是上載和下載是在不同的時間執行

在 OFDMA PHY 中，一個訊框包含了上傳子訊框及下傳子訊框，如圖 2.1，TTG (transmit/receive transition gap)及 RTG (receive/transmit transition gap) 是指出上傳子訊框與下傳子訊框之間的距離，首先，可以從下傳子訊框中先看到

前置碼(preamble)，其主要是用做同步的功能，在前置碼之後第一個連續 4 個子通道，為訊框控制表頭(FCH - Frame Control Header)，其提供了必要的解碼資訊用來解出緊跟在訊框控制表頭之後的 DL_MAP。

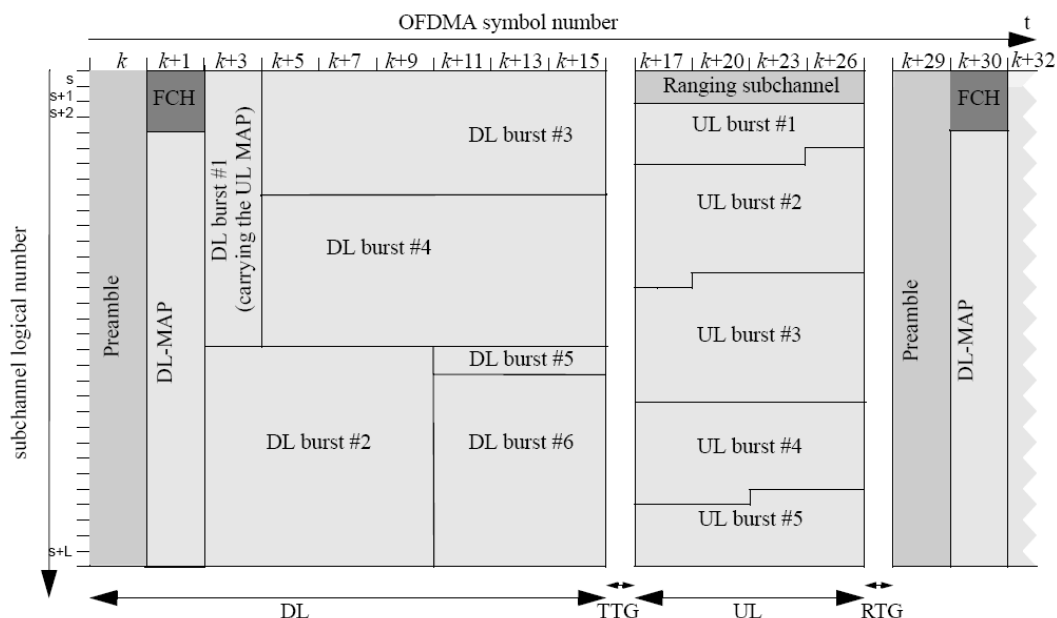


圖 2.1 IEEE 802.16e OFDMA TDD 模式的訊框架構[1]

在訊框控制表頭之後出現的是 DL_MAP，它的編碼方式由訊框控制表頭定義。DL_MAP 中最主要是含有下傳 burst 的調變方式，以及會告知 MS 所擁有的下傳 burst 的分配位置，分配位置通常包含了時域上的 OFDMA symbol offset、OFDMA symbol 數量以及頻域上的 Sunchannel offset 及 Sunchannel 數量，由這 4 個參數就可以知道每個 burst 所在的位置，如圖 2.2。在 DL_MAP 之後出現的是 UL_MAP，UL_MAP 調變方式與 DL_MAP 相同，其主要的功能與 DL_MAP 相同。在上傳子訊框中，一開始的連續 6 個子通道，為 Ranging subchannel，給予 MS 執行 ranging 機制，與 BS 同步以及作參數上的校正。

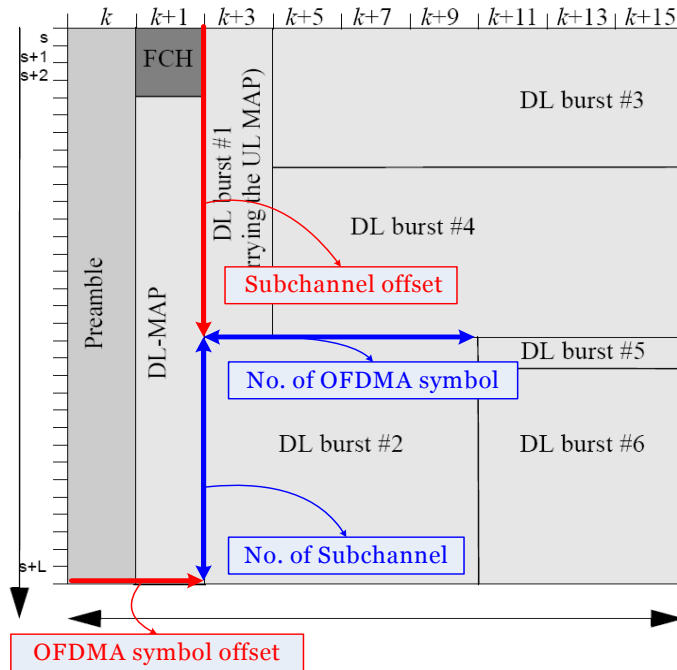


圖 2.2 由 DL-MAP 得知 Burst 的分配位置

OFDMA PHY 層子載波最主要的分配方式有 PUSC (Partial Usage of Subchannels)、FUSC (Full Usage of Subchannels)、AMC (Band Adaptive Modulation and Coding)等。PUSC 是指將部分的子通道分配給使用者，而 FUSC 則是將所有的通道給予一個使用者。此篇論文主要是使用 UL_PUSC 的子載波擺放方式去執行上傳的 initial ranging 機制，將對 UL_PUSC 作詳細的介紹。

UL-PUSC

在 OFDMA 上傳 PUSC 下，一個 slot 是由一個子通道以及 3 個 symbol 所組成，其中總共包含了 48 根資料載波和 24 根固定的 pilot 載波；一個上傳子通道是由 6 個 tiles 所組成，在一個 symbol 中，每個 tile 包含了 4 個子載波，如圖 2.3 所示。

表 2.1 是上傳 PUSC 的 FFT size 為 2048 的規格表，由表中得知扣除左右兩邊分別為 184 和 183 根的 guard 子載波，其他可以使用的子載波為 1680 根(去除

第 1024 根的 DC 載波)，所有可使用的 1680 根子載波分成 420 個 tiles，並且將 6 個 tiles 分給一個子通道，傳送的資料會先以 tile 為單位，依照分配到的頻率和時間擺放到訊框中，再將邏輯 tile 分配到真正傳送位置的實體 tile (Physical Tile)。

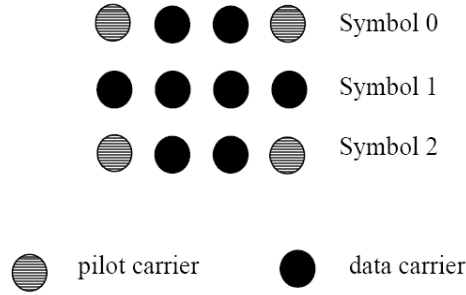


圖 2.3 上傳 tile 結構[1]

Parameter	Value	
Number of DC subcarriers	1 (Index 1024, counting from 0)	Index 1024
N_{used}	1681	Number of all subcarriers used within a symbol
Guard subcarriers: Left, Right	184, 183	
TilePermutation	6, 48, 58, 57, 50, 1, 13, 26, 46, 44, 30, 3, 27, 53, 22, 18, 61, 7, 55, 36, 45, 37, 52, 15, 40, 2, 20, 4, 34, 31, 10, 5, 41, 9, 69, 63, 21, 11, 12, 19, 68, 56, 43, 23, 25, 39, 66, 42, 16, 47, 51, 8, 62, 14, 33, 24, 32, 17, 54, 29, 67, 49, 65, 35, 38, 59, 64, 28, 60, 0	Used to allocate tiles to subchannel
$N_{subchannels}$	70	
N_{tiles}	420	
Number of subcarriers per tile	4	Number of all subcarriers used within tile
Tiles per subchannel	6	

表 2.1 2048-FFT OFDMA 上傳 PUSC 載波分配方式[1]

將 420 個 tiles 分成 6 組(groups)，故每組包含了 70 個連續的 tiles，分別在 70 個子通道中($N_{subchannels} = 70$)，也就是說，每一個子通道的 6 個 tile 分別在 6 組

裡，所以，從方程式 2.1 中取出選出 6 個 tiles 當成一個子通道。

$Tile(s, n) =$

$$N_{subchannels} \cdot n + (Pt[(s + n) \bmod N_{subchannels}] + UL_PermBase) \bmod N_{subchannels} \quad (2.1)$$

其中： $Tile(s, n)$ 是指實體 tile 的位置(從 0 開始)。

$N_{subchannels}$ 為 70。

n 是指第幾組，其值從 0 到 5 依序帶入方程式(2.1)，算出是取出哪一個 tile。

s 是指第幾個子通道，其值範圍是從 0 到 69。

舉例來說，假如參數 $UL_PermBase$ 設為 1，我們要算出第 0 個子通道所分配到的 tiles，先將表 2.1 中的 $TilePermutation$ 向左位移 0 次並取出前面 6 個數字 $\{6,48,58,57,50,1\}$ ，再將 6 個數字加上 1 可以得到 $\{7,49,59,58,51,2\}$ ，最後將六個數字分別加上 $\{0,70,140,210,280,350\}$ ，故可得最後實體 tile 的位置 $\{7,119,199,268,331,352\}$ ，如圖 2.4。

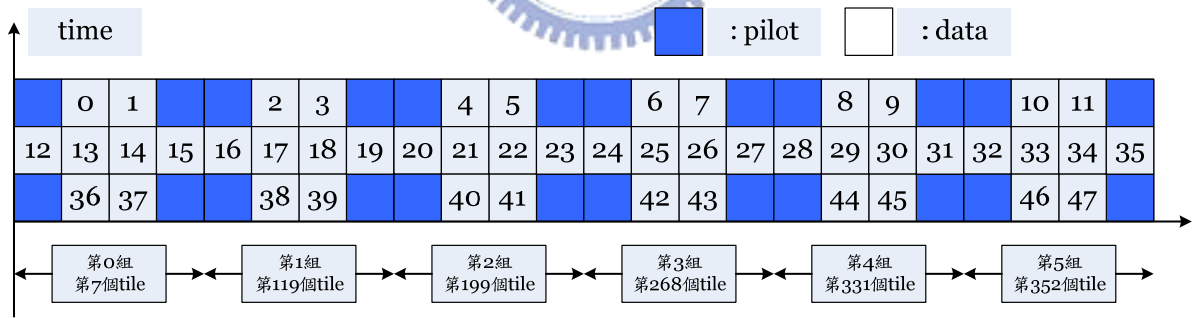


圖 2.4 $UL_PermBase$ 設為 1 的第 0 個子通道

接下來，在分配到的一個子通道中，資料子載波的擺放會依據下列步驟執行。

- (1) 當系統將 6 個邏輯 tiles 給予一個子通道後，依據圖 2.3 將 pilot 依序分配給每一個 tile，總共有 24 跟 pilot 載波，其餘的 48 根子載波將分配給資料。資料子載波的順序會從第一個 symbol 中的最低的子載波開始往上加，直到到達最高的子載波，接下來再從下一個 symbol 最低的子載波開始重複動作，將資

料子載波依序索引從 0 到 47，如圖 2.4。

(2) 再依據方程式(2.2)，依序把 48 個資料放置到資料子載波上

$$\text{Subcarrier}(n, s) = (n + 13 \cdot s) \bmod N_{\text{subcarriers}} \quad (2.2)$$

其中：Subcarrier(n, s)是指擺放的位置， $N_{\text{subcarriers}}$ 為子載波的個數。

n 是指從 0 到 47 去算出資料應該擺的位置。

s 是指第幾個子通道。

舉例來說，將 48 個資料放進第 1 個子通道，由方程式(2.2)可以算出 48 個資料應該擺的位子為 {13,14,.....47,0,1,.....,12}，故我們就將資料依位子放入圖 2.4 所指出的位置。



2.2 Initial Ranging 簡介

Ranging 傳送方式

一個 ranging 通道是由一個或是多個組(groups)所形成，每組均由 6 或 8 個連續的子通道所組成，在這子載波分配方式使用 UL-PUSC，定義於 2.1.2。我們可以由 UL_MAP 中得知是由哪些連續的子通道組成 ranging 通道。每個 MS 端可以同時在 ranging 通道中傳輸 ranging 訊號。為了有效的傳輸 ranging 碼，每個 MS 使用者會從 BS 設定的多組 2 位元 ranging 碼中隨機選擇一組，且每個 MS 的 ranging 碼在 ranging 通道上均是 BPSK 調變。

Initial ranging 碼是用作於一個 MS 要初始化進入網路。一個 initial ranging 訊號是由 2 個或 4 個連續的 OFDM symbol 所組成，每一個連續的 OFDMA symbol 都是用一樣的 ranging 碼傳送。圖 2.5 是 initial ranging 在時域上傳輸訊號圖，第 1 個 symbol 循環字首(CP - cyclic prefix)複製 symbol 最後的點數到最前端，而第 2 個 symbol 所複製的點數與第 1 個 symbol 循環字首擺法不同，由 symbol 前面的點數複製到後端，是因為要讓兩個 symbol 之間的角度為連續。BS 端會分配給 MS 連續兩個 initial ranging 的空間，故 MS 可以連續傳輸兩組 initial ranging 碼如圖 2.6

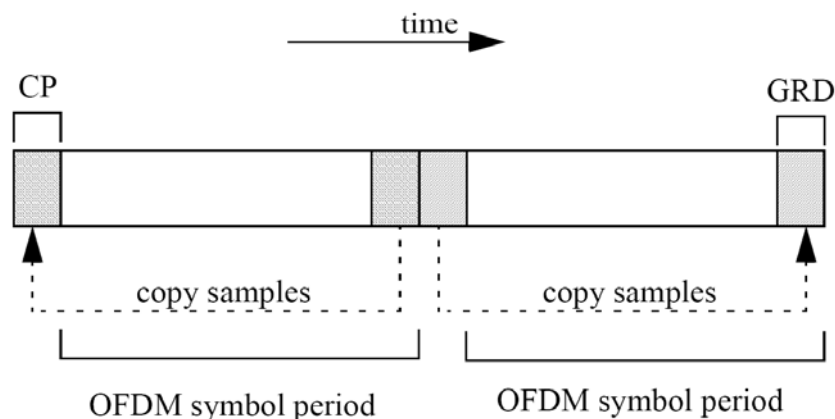


圖 2.5 OFDMA initial ranging 時域傳輸訊號

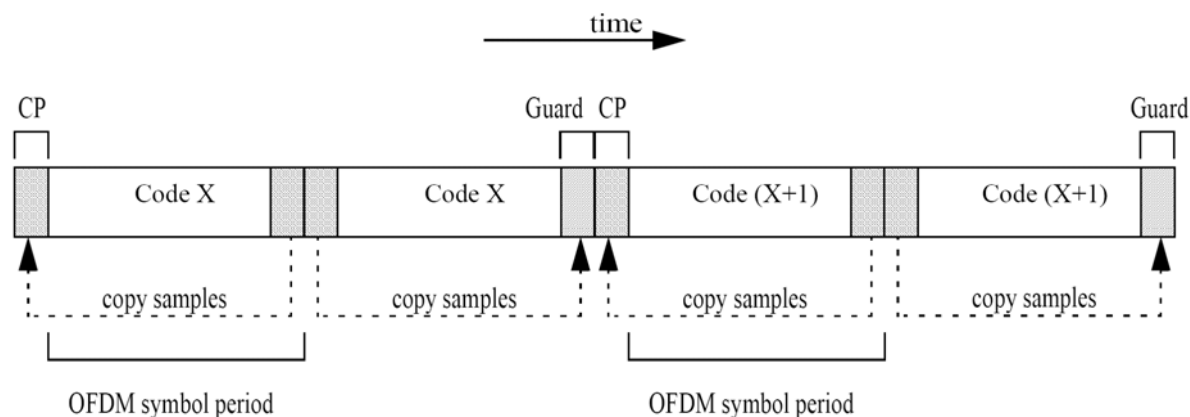


圖 2.6 使用兩組連續 initial ranging 時域傳輸訊號

Ranging 碼

Ranging 碼是二位元碼並且是一種 PN (pseudonoise)碼，是由 PRBS 產生器產生，如圖 2.7。

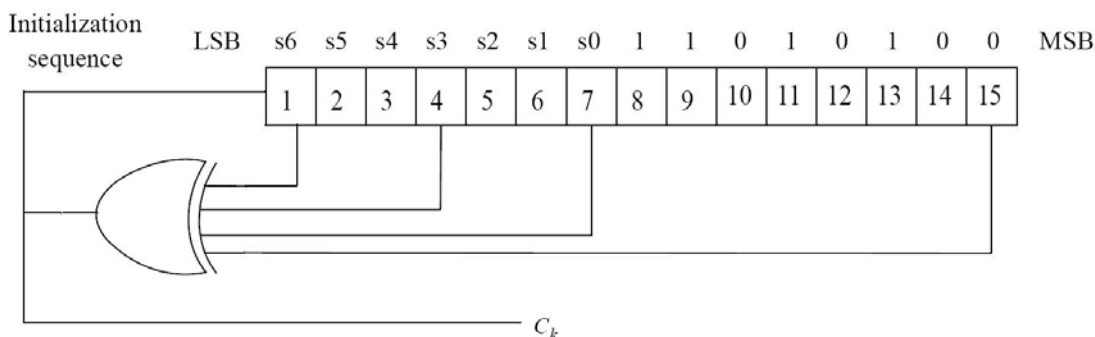


圖 2.7 PRBS 產生器

PRBS 多項式(generator polynomial)產生器為 $1 + X^1 + X^4 + X^7 + X^{15}$ 。PRBS 產生器會藉由 $[b_{14} \cdots b_{10}] = [0, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 1, s_0, s_1, s_2, s_3, s_4, s_5, s_6]$ 來初始化， s_6 是 PRBS 的最低有效位元(LSB)，而 $s_0:s_6$ 是由 UL_PermBase 定義的， s_6 是 UL_PermBase 的最有效位元(MSB)。

每組 ranging 碼的長度均是 144 個位元，由 PRBS 產生出的 C_k 形成一連串 PN 序列中選出。這些位元會被調變在由 6 個連續子通道所形成的 ranging 通道，會從最低的子載波開始放上去，由 UL-PUSC 知道 6 個子通道所含的子載波共有 144 根，所以最低的位元被分配到最低頻率的子載波，而最高的位元被分配到最高頻率的子載波。舉例來說，假設參數 UL_PermBase 為 0， C_k 所產生出來的碼字為 00110000010001.....，取最先的 144 個位元就是我們的第 1 組 ranging 碼，而下一組 ranging 碼則為由 C_k 產生出第 145 到第 288 個二位元碼。

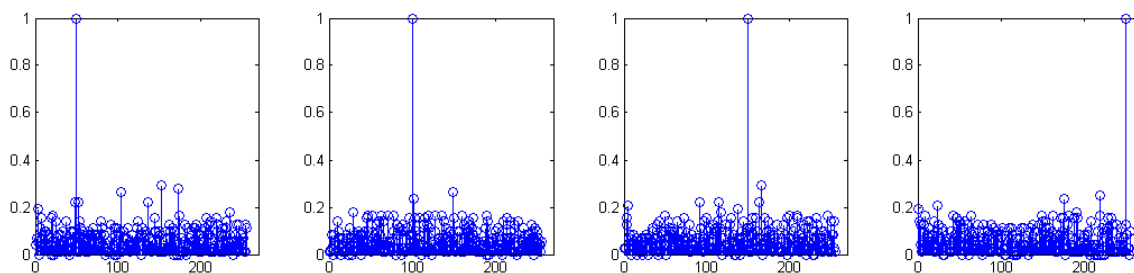


圖 2.8 UL_PermBase=0 的第[50,100,150,200]組 ranging 碼與其他組的相關性

由 PRBS 所產生出來的 ranging 碼每組之間相關性非常低。由我們的例子，UL_PermBase 為 0，我們取 256 組 ranging 碼，觀察第[50,100,150,200]組這 4 組的 ranging 碼與其他 256 組碼字的相關性，由圖 2.8 中得知除了與自己相關性最大，跟其他 255 組的相關性都非常低。所以，當多個 MS 進入網路選擇在同一個 ranging slot 中傳輸 ranging 訊號，BS 端可以利用相關性低的特性，將碰撞在一起的訊號分別估測出來，並且去得知各個 MS 所需要調整的參數(時間延遲、頻率偏移、功率)，使 MS 端可以有效的去調整並提升系統效能。

Ranging slot 大小

Ranging 傳輸機會(ranging slot)大小是由 N_1 個 OFDMA symbols 以及 N_2 個 OFDMA 子通道所形成， N_1 可以是 1 到 4 個 symbol，而 N_2 可以是 6 或 8 個子通道， N_1 及 N_2 是由 UL_MAP 所定義，在每次的 ranging 配置， N_1 的大小都是固定的。

Ranging 的頻寬配置被分成數個 ranging slots，其大小由 N_1 及 N_2 控制。由圖 2.9 得知，第一個 ranging slot 是選擇自 ranging 頻寬配置中的第一個子通道裡的第一個 symbol 到第 N_1 個 symbol，而下一個 ranging slot 則是相同子通道且再往下加 N_1 個 symbol，依此類推直到現在這個子通道時間軸上的配置少於 N_1 個 symbol，接下來下一個 ranging slot 則是再加上 N_2 個子通道並由第一個 symbol 開始。ranging slot 並不一定要把所有 BS 給的頻寬配置佔滿，留下的一段空間可以讓 ranging 訊號與資料訊號可以有一段區隔去降低干擾。

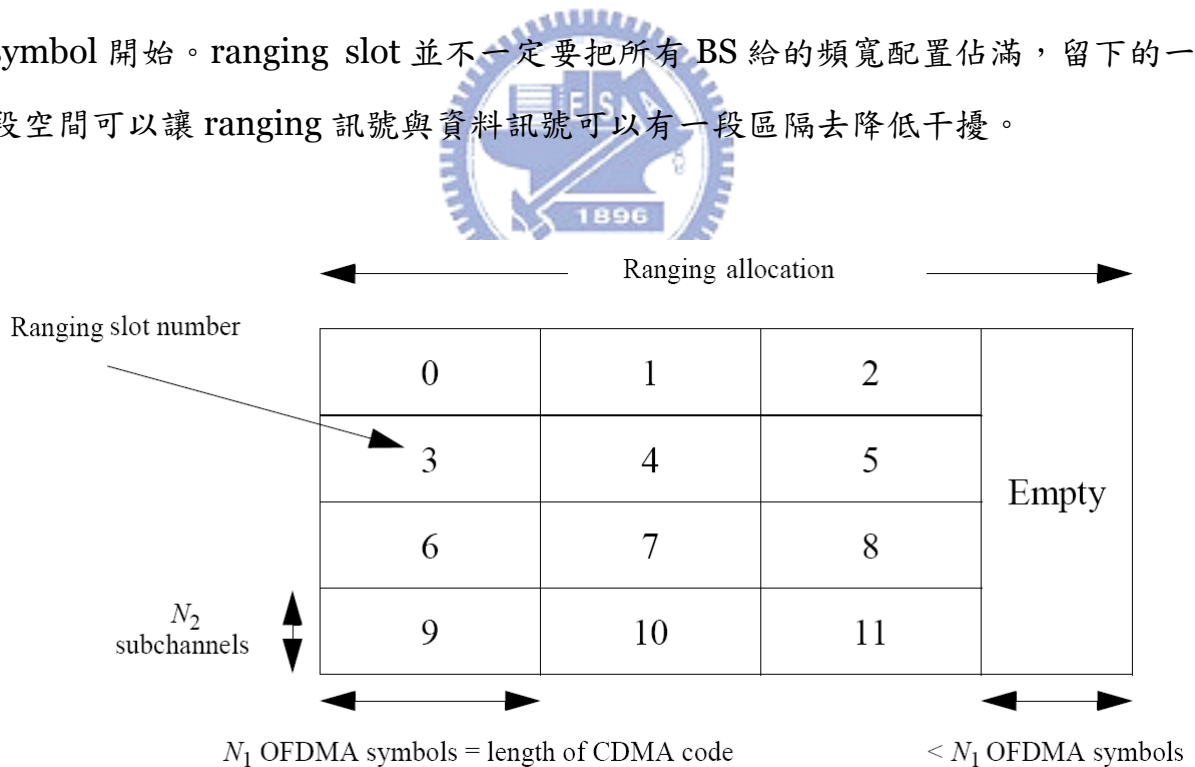


圖 2.9 Ranging slot 圖

2.3 Initial Ranging 通道估測

2.3.1 使用者 Ranging 碼偵測

在 OFDMA initial ranging 時，多個 MS 使用者同時進入網路，使用相同的子通道去傳送各自的 ranging 碼，會使得訊號混在一起，無法辨認，由 2.2 節可知，ranging 碼是一種 PN 碼，利用其相關性高的特性，使得可將多個使用者在一起傳送時個別偵測出來。

若同一個 ranging slot 有 K 個不同的 ranging 使用者(ranging mobile station) 進行 initial ranging，一起使用同樣的 6 個子通道，總共 144 根子載波，在總共 N 個子載波中，initial ranging 的子載波擺放位置表示為 $I = \{e_1, e_2, \dots, e_{144}\}$ ，而第 k 個使用者的 ranging 碼為 C_k ，PN 碼為 BPSK 調變，是一二位元碼，將第 k 個使用者的 ranging 碼 C_k 與自己內積如(2.3)，會得到一相關性最高的值 L，L 等於 144。

$$\sum_{i \in I} C_k(i) C_k^*(i) = L = 144 \quad (2.3)$$

$c_k(t)$ 為一個 symbol 的 ranging 碼經過 IDFT 且加上循環字首(CP)的時域訊號，如方程式(2.4)

$$c_k(n) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i \in I} C_k(i) e^{j2\pi \frac{n}{N} i} & n = 0 \dots N-1 \\ c_k(n+N) & n = -N_g \dots -1 \end{cases} \quad (2.4)$$

其中 N_g 為循環字首(CP)的長度，通常假設會大於最大通道延遲和傳輸延遲的總合。

每個使用者的 initial ranging 訊號都會經過不同的通道，每個通道假設為多

重路徑通道(multi-path fading channel)且獨立(independent)，每個使用者的訊號經過各自的通道後，BS 端接收到的訊號為 K 個使用者混合在一起的時域訊號，接收的訊號可以表示為方程式(2.5)，為 $y_k(n)$ 第 k 個使用者接收的訊號。

$$\begin{aligned} y_k(n) &= \sum_{l=0}^{L-1} h_k(l) c_k(n-l) \\ y(n) &= \sum_{k=1}^K y_k(n) + z_k(n) \end{aligned} \quad (2.5)$$

其中 $h_k = [h_k(0) \ h_k(1) \ \dots \ h_k(L-1)]^T$ 為第 k 個使用者經過的時域通道表示式，L 為最大通道延遲， $z_k(n)$ 為雜訊。將 $y(n)$ 去除循環字首(CP)之後經過 DFT 轉換為頻域訊號，可以得到方程式(2.6)

$$Y(m) = \sum_{k=1}^K H_k(m) C_k(m) + Z_k(m) \quad m = 0 \dots N-1 \quad (2.6)$$

其中 $H_k(m)$ 為第 k 個使用者在第 m 根子載波上的頻率響應， $C_k(m)$ 為第 k 個使用者的 ranging 碼，若子載波 $m \notin I$ ，其值為 0。



我們欲偵測出哪一組 ranging 碼是使用者使用的訊號，將 $Y(m)$ 與 BS 端每一個已知的 ranging 碼作內積，取出相關性高的哪一組 ranging 碼辨認為使用者的訊號，表示為方程式(2.7)， C_R ($R=1 \dots M$) 為 BS 端擁有的 ranging 碼集合，M 為 BS 端所有 ranging 碼的個數。

$$\text{Ranging 碼} = \frac{1}{L} \sum_{m \in I} Y(m) C_R^*(m) = \frac{1}{L} \sum_{k=1}^K \sum_{m \in I} H_k(m) C_k(m) C_R^*(m) > \text{threshold} \quad (2.7)$$

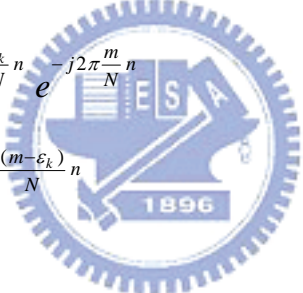
最後，可以偵測出大於設定的門檻(threshold)為使用者傳送的 initial ranging 碼，得到正確的 ranging 碼，就可以由 BS 端傳送回 MS 使用者作為確認，讓使用者得到可以調整的參數。

但是使用者會受頻率偏移的影響，接收端接收到的訊號經過 DFT 後，子載

波的位置將會有所改變，不在原本的子載波上，造成與 ranging 碼做內積時，無法估測得到正確的訊號，第 k 個使用者的時域接收訊號受頻率偏移後表示為方程式(2.8)， ε_k 為頻率偏移量

$$\begin{aligned} r_k(n) &= y_k(n) e^{j2\pi\frac{\varepsilon_k}{N}n} \\ r(n) &= \sum_{k=1}^K r_k(n) + z_k(n) \end{aligned} \quad (2.8)$$

$r(n)$ 為 K 個使用者同時接收的時域訊號，當 $r_k(n)$ 經過 DFT 轉換之後，會使得原來子載波的位置位移了 ε_k 點，雖然振幅大小都沒變，但是子載波的位置旋轉了，如(2.9)式。

$$\begin{aligned} \hat{Y}_k(m) &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} r_k(n) e^{-j2\pi\frac{m}{N}n} \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} y_k(n) e^{j2\pi\frac{\varepsilon_k}{N}n} e^{-j2\pi\frac{m}{N}n} \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} y_k(n) e^{-j2\pi\frac{(m-\varepsilon_k)}{N}n} \\ &= Y_k(m - \varepsilon_k) \end{aligned} \quad (2.9)$$


其中 $Y_k(m)$ 為第 k 個使用者在第 m 根子載波上接收的頻域訊號，所以在偵測 ranging 訊號時，先做子載波的平移旋轉，考慮整數偏移的影響，偏移 $\pm \varepsilon_i$ 個子載波去做估測，可以找到大於 threshold 的是哪一組 ranging 碼，並且可以得知頻率偏移的整數位數。

2.3.2 多重路徑通道估測

在 OFDM 估測通道時，以 pilot 方式估測，用 LS(Least Square)將 pilot 通道資訊估測出來，再使用內插法將整個 symbol 的通道響應完整的估測出來，但是在 OFDMA initial ranging 中，若使用 LS 法，2048 根子載波中，只有 144

位元的資訊存在訊號中，資訊是稀少的，且我們利用 UL-PUSC 擺放子載波，為隨機擺放的方式，造成擺放的子載波訊號是不均勻的，使得內插法造成相當程度的困難，無法正確的估測出我們想要的通道訊號。所以我們將利用 ranging 碼相關性高的特性，將多重路徑通道的路徑以及衰減增益估測出來。

本篇論文中，我們是假設通道在 2 個 OFDMA symbols 不會改變，為慢速衰減通道，是指在一段傳送時間內通道係數不會改變，而通道是呈現多路徑且慢速衰減的，將通道的振幅響應模型表示為方程式(2.10)

$$h(\tau) = \sum_{i=0}^{L-1} A_i \delta(\tau - \tau_i) \quad (2.10)$$

$$A_i = \alpha_i e^{j\theta_i}$$

其中的 L 為一個通道的路徑個數， α_i 及 τ_i 代表第 i 個路徑的振幅以及延遲，而 θ_i 則代表了第 i 個路徑的角度位移。第 k 個使用者接收到的訊號將可以寫成(2.11)式。

$$\begin{aligned} y_k(n) &= \sum_{l=0}^{L-1} h_k(l) c_k(n-l) \\ &= \sum_{i=0}^{L-1} A_i c_k(n - \tau_i) \\ &= A_0 c_k(n) + A_1 c_k(n - \tau_1) + \dots + A_{L-1} c_k(n - \tau_{L-1}) \end{aligned} \quad (2.11)$$

$y_k(n)$ 經過 DFT 轉換之後將變成方程式(2.12)， $Y_k(m)$ 為頻域訊號

$$\begin{aligned} Y_k(m) &= \sum_{i=0}^{L-1} A_i C_k(m) e^{-j2\pi \frac{\tau_i}{N} m} \\ &= A_0 C_k(m) + A_1 C_k(m) e^{-j2\pi \frac{\tau_1}{N} m} + \dots + A_{L-1} C_k(m) e^{-j2\pi \frac{\tau_{L-1}}{N} m} \end{aligned} \quad (2.12)$$

在此假設通道的延遲 L 不會大於 CP 的長度 N_g 。將接收到的訊號 $Y_k(m)$ 分別與 ranging 碼 $C_k(m)$ 乘上各個延遲所造成的改變做內積，找出相關性較大的幾個延遲項，就是通道的時間延遲，進而得到衰減增益的數值，表示為(2.13)式， C_T 為

ranging 碼 $C_k(m)$ 乘上各個延遲所造成的改變的集合， T 為所有延遲的個數。

$$(C_T(m) = C_k(m) e^{-j2\pi\frac{T}{N}m}, T = 0 \cdots N_g - 1)$$

$$\text{延遲路徑} = \arg \left\{ \frac{1}{L} \sum_{m \in I} Y_k(m) C_T^*(m) > \text{threshold} \right\} \quad (2.13)$$

$$\frac{1}{L} \sum_{m \in I} Y_k(m) C_T^*(m) = \frac{1}{L} \sum_{m \in I} \left\{ A_0 C_k(m) + A_1 C_k(m) e^{-j2\pi\frac{\tau_1}{N}m} + \cdots + A_{L-1} C_k(m) e^{-j2\pi\frac{\tau_{L-1}}{N}m} \right\} C_T^*(m)$$

對於每一個在 CP 長度內的延遲皆做內積，找出有一定程度的相關性，將它視為通道的某一個時間延遲，而衰減增益 A_i 就是得到的路徑 i 經過正規化處理的係數。由於我們的 ranging 碼只有 144bit，造成 ranging 碼與經過一時間延遲的 ranging 碼沒有完全的正交，還會有些許的相關性，所以我們需要設定一門檻 (threshold)，將小於一定值的延遲消除掉，使之為 0，我們將偵測到增益最大的路徑乘以一個設定值 β ($\beta < 1$ ，為百分比) 設定為 threshold 去做消除干擾的問題，如(2.14)

$$\text{threshold} = \max \{ \text{Corr} \} \times \beta$$

$$\text{Corr} = \frac{1}{L} \sum_{m \in I} Y_k(m) C_T^*(m) \quad (2.14)$$

最後，將得到的路徑延遲以及衰減增益加起來，即為我們要估測的通道效應。

第三章 以時域觀點估測上傳頻率偏移量

本篇論文使用 OFDMA 的系統架構，子載波是依照 2.1.2 節所提出的 UL-PUSC 分成數個子通道，在將子通道分配給每個 MS 使用者。在 OFDMA 系統下傳時，BS 使用所有可用的頻寬，所以在子通道內可以包含傳送給不只一個 MS 使用者的資訊，但在 OFDMA 系統上傳時，每個 MS 使用被分配到的子通道同時間上傳訊號，好處是可以依照每個使用者不同的要求以及情形去動態的配置頻寬，也因為如此，為了要支援多個使用者上傳，BS 在接收時會產生許多問題，例如 BS 須將每個使用者的上傳功率控制的差不多，而且每個使用者上傳時會有各自的時間延遲以及頻率偏移，上傳同步將是具有挑戰的問題。

在此我們將討論頻率偏移對於 OFDMA 系統造成的影響，並在 initial ranging 時，對頻率偏移進行估測，每個使用者會因為都普勒效應或是接收端振盪器的不匹配，造成各自的頻率偏移量，使得破壞了子載波間的正交性，造成載波間干擾 (ICI - inter-carrier interference)，另外，還有多重存取干擾 (MAI - multiple access interference)，當每個使用者有不同的頻率偏移量時，對於自己的訊號會造成星座圖旋轉且散開，而多重存取干擾為多個使用者一起傳送時，只要一個訊號有頻率偏移將會對所有其他使用者造成影響。由 2.1.1 節可知，當估測出時間延遲和頻率偏移時，BS 端會透過 RNG-RSP 回傳給每個使用者讓它們去調整參數，所以準確的估測頻率偏移量可以讓系統錯誤率提升。

3.1 訊號模型

在此使用 OFDMA 系統中的 initial ranging 來調整參數，使用圖 2.5 的 initial ranging 的訊號架構來處理訊號同步的問題。首先，假設同一個 ranging slot 有 K 個不同的 ranging 使用者(RMS - ranging mobile station)進行 initial ranging，K 個 RMS 一起使用相同的 6 個子通道，並且同時有 M 個 data 使用者(DMS - data mobile station)進行上傳。

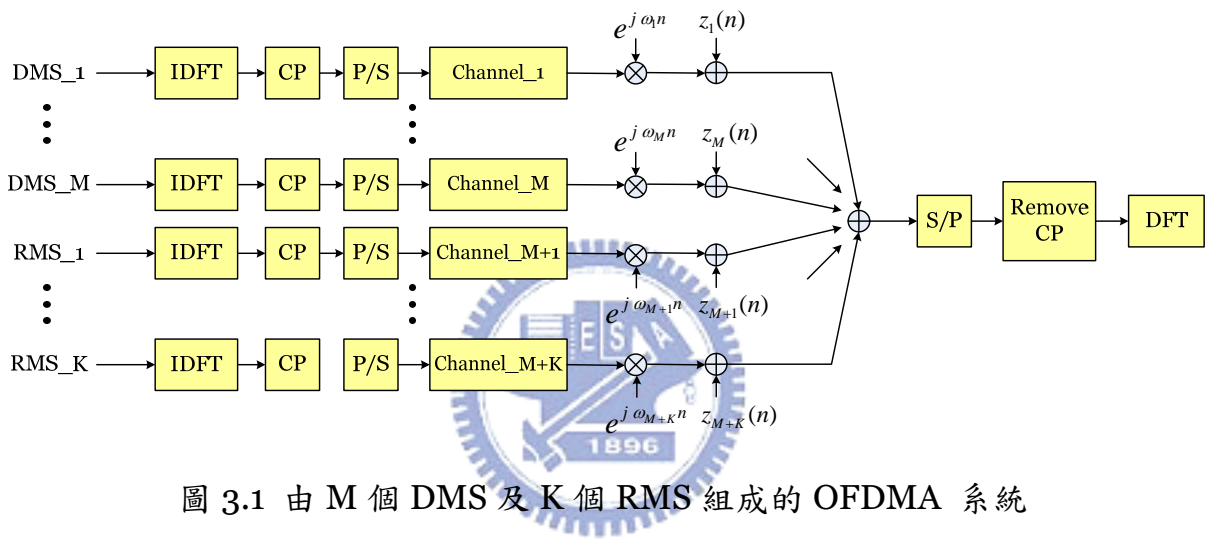


圖 3.1 由 M 個 DMS 及 K 個 RMS 組成的 OFDMA 系統

圖 3.1 為系統架構圖，其中會有 K 個 RMS 以及 M 個 DMS 的訊號，使用者均會依照所分配到的子通道進行調變，在此設定總共有 N 個子載波，第 k 個使用者所擁有的子通道的子載波表示為 $E_k = \{e_1^k, e_2^k, \dots, e_{p_k}^k\}$ ， p_k 表是第 k 個使用者所擁有的子載波個數，K 個 RMS 使用相同的子載波，而 M 個 DMS 均是傳遞資料，所以子載波上並不會重複使用到，所以 $i \neq j$ ， $E_i \cap E_j = \Phi$ ， Φ 代表空集合，RMS 訊號模型方程式如(3.1)式，以及 DMS 訊號模型方程式如(3.2)式。

$$s_{R,r}^k(n) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=e_1^k}^{e_{pk}^k} X_k(i) e^{j\frac{2\pi n i}{N}} & n = 0 \cdots N-1 \\ s_{R,r}^k(n+N) & n = -N_g \cdots -1 \\ \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=e_1^k}^{e_{pk}^k} X_k(i) e^{j\frac{2\pi(n-N)i}{N}} & n = N \cdots 2N-1 \\ s_{R,r}^k(n-N) & n = 2N \cdots 2N+N_g-1 \end{cases} \quad (3.1)$$

(3.1)是為 RMS 訊號模型方程式，其中 $s_{R,r}^k(n)$ 代表第 k 個 RMS 使用第 r 組 ranging 碼經過 IDFT 的時域訊號， $X_k(i)$ 為第 k 個使用者的第 i 個子載波資料， N_g 為字首循環(CP - cyclic prefix)的長度。由於每一組 ranging 碼長度均是 144，所以 p_k 均是 144，OFDMA ranging 一次傳送兩個 symbol，兩個 symbol 使用相同的 ranging 碼，如圖 2.5，第 1 個 symbol 是利用字首循環來抵抗符碼間干擾(inter symbol interference)，而第 2 個 symbol 是將前面 N_g 點複製放在最後面，其主要的目的是讓兩個 symbols 之間的角度呈現連續的狀況。

$$s_D^m(n) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=0}^{N-1} X_m^l(i) e^{j\frac{2\pi n i}{N}} & n = 0 \cdots N-1 \\ s_D^m(n+N) & n = -N_g \cdots -1 \end{cases} \quad (3.2)$$

(3.2)是為 DMS 訊號模型方程式， $X_m^l(i)$ 為第 m 個使用者的第 l 個 symbol 的第 i 個子載波資料，經過 IDFT 且加上字首循環(CP)後，第 m 個 DMS 的時域訊號為 $s_D^m(n)$ ， N_g 為字首循環的長度。圖 3.1 中，每個使用者的頻率偏移量 $\exp(j\omega_k n)$ 中的 ω_k 定義為 $\frac{2\pi\varepsilon_k}{N}$ ， ε_k 是第 k 個使用者經過正規化(相對於一個子載波區間)的頻率偏移量。

在此系統中，共有 K 個 RMS 以及 M 個 DMS 的訊號，共有 (K+M) 個使用者，

且每個使用者經過不同的通道，每個通道假設為多重路徑通道 (multi-path fading) 且獨立(independent)，而雜訊為高斯白雜訊 (AWGN)。第 k 個使用者經過的時域通道表示為方程式(3.3)。

$$h_k = [h_k(0) \ h_k(1) \ \cdots \ h_k(L-1)]^T \quad (3.3)$$

L 為最大通道延遲，通常 L 會小於字首循環長度。訊號與通道在時域軸因為有字首循環的關係會形成循環摺積(Circular Convolution)的結構。接收到的第 k 個訊號經過通道後表示為(3.4)式， ε_k 為頻率偏移量， $z_k(n)$ 為雜訊。

$$y_k(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h_k(l) s_{R,r}^k(n-l) \quad (3.4)$$

$$r_k(n) = y_k(n) e^{j\frac{2\pi n \varepsilon_k}{N}} + z_k(n)$$

在接收端可以將所有的 K+M 個訊號相加成(3.5)式，DMS 與 RMS 訊號有兩個差異性：(1) 不同的 RMS 可以使用相同的子載波來進行調變，而不同的 DMS 訊號則是依據 BS 給的訊息來使用不同的子通道進行調變，故不同的 DMS 的子載波不會重複。(2) RMS 在第 2 個 symbol 並不是使用字首循環(CP)而是將開頭的訊號複製到尾端，DMS 則是在每個 symbol 上均使用字首循環。

$$r(n) = \sum_{m=1}^M y_m(n) e^{j\frac{2\pi n \varepsilon_m}{N}} + \sum_{k=1}^K y_k(n) e^{j\frac{2\pi n \varepsilon_k}{N}} + z(n) \quad (3.5)$$

在經過去除循環字首(CP)之後，進入 DFT 出來的頻域訊號可以表示為(3.6)式。

$$Y(k) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} r(n) e^{-j\frac{2\pi nk}{N}}, \quad k = 0 \cdots N-1 \quad (3.6)$$

3.2 時域觀點估測理論

在此使用 EKF (Extended Kalman Filter) 演算法，是利用時域上的每一點訊號做遞迴估測，讓頻率偏移量收斂至最佳值。而在此主要估測的頻率偏移是針對 RMS(ranging mobile station) 的訊號，而要讓 MS 上傳 DMS(data mobile station) 的訊號，必須通過 initial ranging 的過程通知成功之後才能上傳訊號，故在此假設 DMS 上傳訊號的頻率偏移已經在可接受的範圍內，不需要再去估測。

3.2.1 EKF (Extended Kalman Filter) 演算法

在估測一般的 OFDM 頻率偏移量時，可以由方程式(3.7)得知，接收到的訊號可看成非線性最小平方差(Least Square (LS))的問題，如果要用 LS 來估測頻率偏移量，則需要複雜的計算量。

$$\min_{\tilde{\varepsilon}} \left\{ \sum_{n=0}^{N-1} \left| r(n) - y(n) e^{j \frac{2\pi n \tilde{\varepsilon}}{N}} \right|^2 \right\} \quad (3.7)$$

如果將此方法運作在 OFDMA 系統上會遇到兩個問題，一是每個使用者的頻率偏移量均不同，而另一個則是如果要一次只估測一個使用者的頻率偏移則將會被其他使用者影響造成效能低落，上述兩個問題都會嚴重影響估測的效能。由(3.5)及(3.7)式，可以得出在 OFDMA 系統下的 cost function 如(3.8)式。

$$\min_w \left\{ \sum_{n=0}^{2N-1} \left| r(n) - \left(\sum_{k=1}^K y_k(n) e^{j \frac{2\pi n \tilde{\varepsilon}_k}{N}} \right) \right|^2 \right\} \quad (3.8)$$

其中 $w = [\tilde{\varepsilon}_1, \tilde{\varepsilon}_2, \dots, \tilde{\varepsilon}_K]$ ，在此只需估測出 RMS 的頻率偏移量。由(3.8)式看出接收到的訊號中包含了 K 個 RMS 的頻率偏移量，如果要將 K 個 RMS 的頻率偏移量同時估測，則至少需要 K 個頻率偏移量組成的維度空間，若要同時間估測出 K 個頻率偏移量將會用到高維度的反矩陣，這將會需要很大運算複雜度。

EKF (Extended Kalman Filter) 演算法是用遞迴式的最小平均平方差

(minimum mean square error (MMSE))來估測頻率偏移量[4]，它省略了非線性最小平方差所需要高維度的反矩陣運算，並配合多用戶干擾消除的機制去估測頻率偏移。使用 EKF 演算法的主要原因是可以讓原本高維度的問題降低成為單一維度的問題，省略 LS 法所需要的高維度反矩陣運算，但要用作降低多用戶維度的處理則會產生多用戶干擾，造成系統效能降低。

假設要估測第 k 個 RMS 的頻率偏移量，接收到的訊號可表示為(3.9)式，故如果要利用傳統的 EKF 演算法去估測頻率偏移將會被其他使用者及雜訊影響，在此將之稱為多用戶干擾。

$$r(n) = y_k(n) e^{j \frac{2\pi n \varepsilon_k(n)}{N}} + \sum_{j \neq k, j=1}^K y_j(n) e^{j \frac{2\pi n \varepsilon_j(n)}{N}} + \sum_{m=1}^M y_m(n) e^{j \frac{2\pi n \varepsilon_m(n)}{N}} + z(n) \quad (3.9)$$

由(3.9)式中可以看出要從時域估測出 RMS 的頻率偏移量會被多個干擾所影響。第一個是其他 RMS 的干擾，此干擾會造成系統效能下降，本章後面會介紹多用戶干擾消除的機制，將其他的 RMS 有效的去除掉。第二個是其他 DMS 的干擾，此項干擾會比高斯白雜訊來的大，會使系統效能幾乎不隨 SNR 升高而變佳。第三個是高斯白雜訊，高斯白雜訊會因為其他 DMS 的干擾太大而相對的對於系統效能影響不會太明顯。在此，都是建立在假設通道完美估測的情形之下，若通道未知，在結合通道估測後，將會產生許多變數，本章後面將會再做介紹。

接下來，利用傳統 EKF 演算法來估測頻率偏移，在此先假設每個使用者的通道完美估測，ranging 碼經過偵測機制後已經得知，且時間延遲均已知，所以 $y_k(n)$ 在 BS 端已知。假設想要估測的訊號為第 k 個訊號，將方程式(3.9)中的多用戶干擾與高斯白雜訊(AWGN)合併成為 $w_k(n)$ ，成為(3.10)式。

$$r(n) = y_k(n) e^{j\frac{2\pi n \varepsilon_k}{N}} + w_k(n) \quad n = 0 \cdots 2N - 1 \quad (3.10)$$

接收到的 initial ranging 訊號為 2 個 symbol 組成，去除頭尾的字首循環後可以得到 2N 個時域訊號。

在使用 EKF 演算法時必須先找出兩個方程式：

狀態方程式(state equation)：

指所要估測的頻率偏移在每個時域點上的變化，由於假設系統的頻率偏移量在兩個 symbols 內均不變，故可以將狀態方程式表示成為方程式(3.11)

$$\varepsilon_k(n) = a(\varepsilon_k(n-1)) = \varepsilon_k(n-1) \quad (3.11)$$

觀察方程式(observation equation)：

指時域訊號上的每一點，在此系統有 2N 個時域點，觀察方程式如(3.12)式

$$r_k(n) = y_k(n) e^{j\frac{2\pi n \varepsilon_k(n)}{N}} + w_k(n) = h(\varepsilon_k(n)) + w_k(n) \quad (3.12)$$

觀察方程式為非線性的，所以在此狀況下須使用 EKF 演算法，將非線性等效成為線性，但是將會失去最佳的效能，而效能也將視我們將非線性等效成線性的準度。將狀態方程式及觀察方程式展開成一階泰勒方程式並取出一階微分當參數，為(3.13)、(3.14)式。

$$A_k(n-1) = \left. \frac{\partial a(\hat{\varepsilon}_k(n-1|n-1))}{\partial \varepsilon_k(n-1)} \right|_{\varepsilon_k(n-1)=\hat{\varepsilon}_k(n-1|n-1)} = 1 \quad (3.13)$$

$$H_k(n) = \left. \frac{\partial h(\hat{\varepsilon}_k(n|n-1))}{\partial \varepsilon_k} \right|_{\varepsilon_k=\hat{\varepsilon}_k(n|n-1)} = \frac{j2\pi n}{N} e^{j\frac{2\pi n \hat{\varepsilon}_k(n|n-1)}{N}} y_k(n) \quad (3.14)$$

利用(3.13)、(3.14)式及參照[4]推導出 EKF 遞迴過程所需要的方程式。

(1) 由估測方程式(Prediction)，(3.15)式，可以得知當 $[r_k(0)\cdots r_k(n-1)]$ 為系統已經知道的訊號時，要去估測的 $\hat{\varepsilon}_k(n)$ 和前一刻 $\hat{\varepsilon}_k(n-1)$ 是相同的。

$$\hat{\varepsilon}_k(n|n-1) = a(\hat{\varepsilon}_k(n-1|n-1)) = \hat{\varepsilon}_k(n-1|n-1) \quad (3.13)$$

(2) 由最小估測平均平方差方程式(Minimum prediction MSE)，(3.14)式，可以得知當 $[r_k(0)\cdots r_k(n-1)]$ 為系統已經知道的訊號時，要去估測的 $P_k(n)$ 和 $P_k(n-1)$ 是相同的。

$$P_k(n|n-1) = A_k(n-1)P_k(n-1|n-1)A_k^*(n-1) = P_k(n-1|n-1) \quad (3.14)$$

(3) 將(3.14)式帶入 Kalman 增益方程式(Kalman Gain)可得(3.15)式

$$\begin{aligned} K_k(n) &= P_k(n|n-1)H_k^*(n) \cdot [H_k(n)P_k(n|n-1)H_k^*(n) + \sigma_k^2]^{-1} \\ &= P_k(n-1|n-1)H_k^*(n) \cdot [H_k(n)P_k(n-1|n-1)H_k^*(n) + \sigma_k^2]^{-1} \end{aligned} \quad (3.15)$$

(4) 將(3.13)式帶入更正方程式(Correction)可得(3.16)式

$$\begin{aligned} \hat{\varepsilon}_k(n|n) &= \hat{\varepsilon}_k(n|n-1) + K_k(n)[r_k(n) - y_k(n) e^{j\frac{2\pi n \hat{\varepsilon}_k(n|n-1)}{N}}] \\ &= \hat{\varepsilon}_k(n-1|n-1) + K_k(n)[r_k(n) - y_k(n) e^{j\frac{2\pi n \hat{\varepsilon}_k(n-1|n-1)}{N}}] \end{aligned} \quad (3.16)$$

(5) 將(3.14)式帶入最小平均平方差方程式(Minimum MSE)可得(3.17)式

$$P_i(n|n) = (I - K_i(n)H_i(n))P_i(n|n-1) = (I - K_i(n)H_i(n))P_i(n-1|n-1) \quad (3.17)$$

得出以上這些方程式之後，就可以利用 EKF 演算法進行遞迴過程。

接下來將利用 5 個步驟去描述 EKF 演算法的遞迴過程，假設頻率偏移量固定在正負 ε_{\max} 範圍內。

傳統 EKF (Extended Kalman Filter) 演算法

(1) 初始化：

從 $n=0$ 開始，所以必須先將 $P_k(-1|-1)$ 、 $\hat{\varepsilon}_k(-1|-1)$ 和 σ_k^2 初始化。

而遞迴過程中估測出一個新的頻率偏移量如果超過 ε_{\max} 時，將它設定為 ε_{\max} ，如(3.18)式

$$g(x) = \begin{cases} \varepsilon_{\max} & , \text{if } x > \varepsilon_{\max} \\ x & , \text{if } -\varepsilon_{\max} \geq x \geq \varepsilon_{\max} \\ -\varepsilon_{\max} & , \text{if } x < -\varepsilon_{\max} \end{cases} \quad (3.18)$$

(2) 算出 Kalman 增益：

$$K_k(n) = P_k(n-1|n-1)H_k^*(n) \cdot [H_k(n)P_k(n-1|n-1)H_k^*(n) + \sigma_k^2]^{-1} \quad (3.19)$$



(3) 估測出下一個頻率偏移量：

$$\hat{\varepsilon}_k(n|n) = g \left\{ \hat{\varepsilon}_k(n-1|n-1) + \text{Re} \left\{ K_k(n) [r_k(n) - y_k(n) e^{j \frac{2\pi n \hat{\varepsilon}_k(n-1|n-1)}{N}}] \right\} \right\} \quad (3.20)$$

Re 代表取出實數，因為估測出來的頻率偏移量是不會有複數的，而 $g(x)$ 則是系統設定的最大頻率偏移量範圍的函數。

(4) 算出最小平均平方差：

$$P_k(n|n) = (I - K_k(n)H_k(n))P_k(n-1|n-1) \quad (3.21)$$

(5) 迴圈：如果 $n < 2N-1$ ，則回到第 2 式，並且 $n=n+1$ 。

在經過 $2N$ 次的遞迴之後，我們將 $\hat{\varepsilon}_k(2N-1|2N-1)$ 的估測值就當作系統估測到的第 k 個使用者的頻率偏移量。

在此若設定初使值 $\hat{\varepsilon}_k(-1|-1)=0$ ，且假設頻率偏移量是均勻分佈在 $[-\varepsilon_{\max}, \varepsilon_{\max}]$ 之間 $U(-\varepsilon_{\max}, \varepsilon_{\max})$ ，所以初始值 $P_k(-1|-1)$ 可以由(3.22)式計算得出。

$$P_k(-1|-1) = E[(\varepsilon[-1] - \hat{\varepsilon}[-1|-1])^2] = E[(\varepsilon[-1])^2] = \frac{(2 \cdot \varepsilon_{\max})^2}{12} \quad (3.22)$$

σ_k^2 則設成 10^{-5} ，另外，除了高斯白雜訊，還包含了多用戶干擾，估測效能會被嚴重影響，將利用多用戶干擾消除的機制來提升效能，雜訊變異數 σ_k^2 也會隨者遞迴過程中變化，而變化會依據收斂的程度趨向穩定，下面將介紹如何利用多用戶干擾消除機制以及如何估測雜訊變異數 σ_k^2 。



3.2.2 多用戶干擾(MAI)消除

多用戶干擾會使得系統的效能被影響，所以當通訊系統有多用戶的因素存在時，多用戶干擾消除通常被廣泛的使用，例如：SIC (Successive interference cancellation) 以及 PIC (Parallel interference cancellation) 等。在此使用的多用戶干擾消除是在每一次遞迴中就把估測出來的頻率偏移量做訊號重建，而不是先將單一個使用者或全部使用者的頻率偏移量估測出來，再用 SIC 或 PIC 去消除。此方法是在估測頻率偏移量遞迴的同時也執行多用戶干擾消除，運作如圖 3.2 以及 (3.23) 式、(3.24) 式。

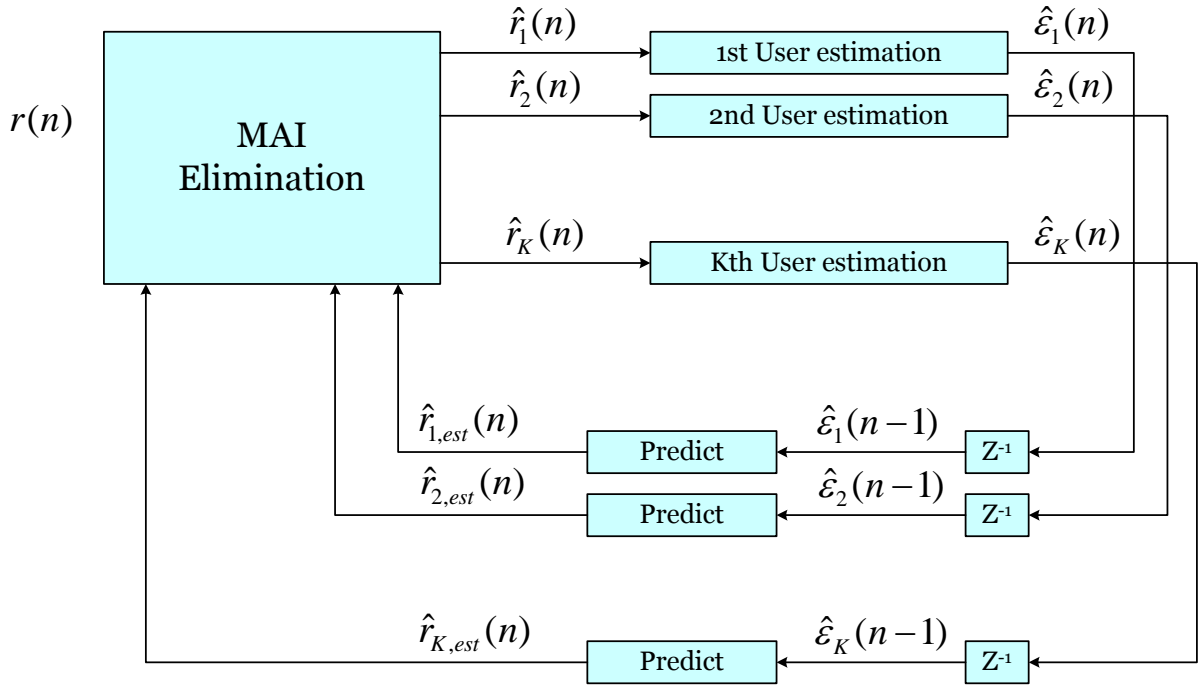


圖 3.2 MAI 消除方塊圖

(1) 多用戶干擾估測：使用者 k 從 1 到 K (for $k=1$ to K)

$$r_{k,est}(n) = y_k(n) e^{j \frac{2\pi n \hat{\epsilon}_k(n-1)}{N}} \quad (3.23)$$

(2) 多用戶干擾消除：使用者 k 從 1 到 K (for $k=1$ to K)

$$\hat{r}_k(n) = r(n) - \sum_{j=1, j \neq k}^K r_{j,est}(n) \quad (3.24)$$

當第 $n-1$ 次遞迴後，會算出得到 K 個 RMS 的頻率偏移量，將得到的頻率偏移量重建出估測的第 n 次 K 個 RMS 訊號，如(3.23)式，將接收到的訊號扣除重建出來的其他 $K-1$ 個 RMS 訊號，得到多用戶干擾消除的訊號，表示為(3.24)式，利用此提升系統估測的效能。

訊號的多用戶干擾包含了 DMS 以及其他的 RMS 的干擾，由(3.9)是可以看出，在此多用戶干擾消除方法可以將其他 RMS 的干擾消除，可以提升系統的效能，但是對於 DMS 的干擾無法有效的消除，還是會有干擾的存在。

3.2.3 雜訊變異數估測

雜訊變異數在 EKF 演算法中是必要的參數，在 EKF 演算法中雜訊變異數包含了多用戶雜訊以及高斯白雜訊(AWGN)，所以要事先估測變異數是有困難的。可以先結合多用戶干擾消除的方法去消除其他 RMS 的訊號以利雜訊變異數的估測，在下面將導出如何算出雜訊變異數的方法。

在此參考[4]中推導有關於雜訊變異數的計算方程式(3.25)如下，在此假設接受到的訊號與雜訊是互相獨立。

$$\begin{aligned} E[|\hat{r}_k(n) - h(\hat{\epsilon}_k(n|n-1))|^2] &= E[|h(\hat{\epsilon}_k(n)) - h(\hat{\epsilon}_k(n|n-1)) + w_k(n)|^2] \\ &\approx H_k(n)P_k(n-1|n-1)H_k^*(n) + \sigma_k^2 \end{aligned} \quad (3.25)$$

其中 $h(x)$ 為觀察方程式(3.12)所定義，將(3.25)式等效成(3.26)式，而(3.26)式利用到期望值，所以經由 $2N$ 次的遞迴過程中算出的雜訊變異數如方程式(3.27)，其中(3.28)式 $f(x)$ 函數則是要確定在每一次算出要作平均的雜訊變異數是要正整數，因為變異數在定義上一定大於 0。

$$E\left\{\left|\hat{r}_k(n) - y_k(n) e^{j\frac{2\pi n \cdot \hat{\epsilon}_k(n-1|n-1)}{N}}\right|^2\right\} \approx H_k(n)P_k(n-1|n-1)H_k^*(n) + \sigma_k^2 \quad (3.26)$$

$$\hat{\sigma}_k^2 = \frac{1}{2N} \sum_{n=0}^{2N-1} f\left\{\left|\hat{r}_k(n) - y_k(n) e^{j\frac{2\pi n \cdot \hat{\epsilon}_k(n-1|n-1)}{N}}\right|^2 - H_k(n)P_k(n-1|n-1)H_k^*(n)\right\} \quad (3.27)$$

$$f(x) = \begin{cases} x & , \text{if } x > 0 \\ 0 & , \text{if } x \leq 0 \end{cases} \quad (3.28)$$

方程式(3.27)是必須將訊號完整遞迴之後才去算出雜訊方程式，而在遞迴過程中

就必須使用雜訊變異數，故利用每次遞迴都與前面算出的 $\hat{\sigma}_k^2(n)$ 去作平均，舉例來說，假設跑到 $n=10$ ，也就是說跑了 11 次的遞迴，所以將(3.27)算到 $n=10$ ，估測出的雜訊變異數給予 $n=11$ 的遞迴時使用，如(3.29)式。

$$\hat{\sigma}_k^2 = \frac{1}{11} \sum_{n=0}^{10} f \left\{ \left| \hat{r}_k(n) - y_k(n) e^{j \frac{2\pi n \cdot \hat{\epsilon}_k(n-1|n-1)}{N}} \right|^2 - H_k(n) P_k(n-1|n-1) H_k^*(n) \right\} \quad (3.29)$$

但如果加入多用戶干擾消除會因為初期估測頻率偏移量不準，而使得刪除的 RMS 訊號不準，造成估測雜訊變異數不準，但是經由模擬得知，雜訊變異數只要粗估即可，並不會對估測準度有太大的影響，故對於有沒有使用多用戶干擾消除的 EKF 演算法都用方程式(3.27)去計算。



3.3 結合通道估測與 EKF 演算法估測頻率偏移量

在 3.2 節中，使用了 EKF 演算法估測頻率偏移量，但是是假設在通道完美估測，也就是通道已知的情形之下，而在這節當中，我們將設定通道未知，每個使用者的多路徑通道也是我們需要估測的參數之一。因為我們在 OFDMA 系統中使用 initial ranging 機制來做估測的動作，且通道為多路徑通道，所以可以利用 2.3 節中，在 initial ranging 的情形之下估測多路徑通道的方法，估測出第 k 個使用者的通道時域訊號為 $h_k = [h_k(0) \ h_k(1) \ \dots \ h_k(L-1)]^T$ ，L 為最大通道延遲，通常 L 會小於字首循環長度；再利用估測出來的通道參數結合 EKF 演算法，來估測使用者的頻率偏移量。

因為 EKF 為在時域點上遞迴式的估計，在每個時域點作遞迴來更新資訊，一開始估測到的頻率偏移量一定會有所誤差，所以在結合通道估計時，一開始估測的通道一定也會有不小的誤差存在，所以當 EKF 在作遞迴時，通道也需要做更新的動作，使得最後估測的頻率偏移量以及通道資訊都可以收斂到最佳的數值。

利用第 3.2.1 節中 EKF 的遞迴程序，加入通道估測後，可以得到新的結合通道估測與 EKF 理論估測的遞迴程序，如下：

(1) 初始化：

(a) 從 $n=0$ 開始，所以必須先將 $P_k(-1|-1)$ 、 $\hat{\epsilon}_k(-1|-1)$ 和 σ_k^2 初始化。

(b) 而遞迴過程中估測出一個新的頻率偏移量如果超過 ϵ_{\max} 時，將它設定為

ϵ_{\max} ，如(3.30)式。

$$g(x) = \begin{cases} \varepsilon_{\max} & , \text{if } x > \varepsilon_{\max} \\ x & , \text{if } -\varepsilon_{\max} \geq x \geq \varepsilon_{\max} \\ -\varepsilon_{\max} & , \text{if } x < -\varepsilon_{\max} \end{cases} \quad (3.30)$$

(c) 由第 2.3.1 節中，偵測使用者 ranging 碼的方法，可以得知使用者發送的為哪一組 ranging 碼，進而得知傳送的時域訊號 $s_{R,r}^k(n)$ ($s_{R,r}^k(n)$ 代表第 k 個 RMS 使用第 r 組 ranging 碼經過 IDFT 的時域訊號)。

(d) 由第 2.3.2 節，偵測使用者多路徑通道的方式，將多路徑通道偵測出來，將初始通道 h_k^{-1} 估測出來。

$(h_k^n = [h_k^n(0) \ h_k^n(1) \ \dots \ h_k^n(L-1)]^T$ 代表第 k 個使用者在第 n 次估測的通道時域訊號)。

(2) 算出 Kalman 增益：

$$K_k(n) = P_k(n-1|n-1)H_k^*(n) \cdot [H_k(n)P_k(n-1|n-1)H_k^*(n) + \sigma_k^2]^{-1} \quad (3.31)$$



(3) 估測出下一個頻率偏移量：

$$y_k^n(m) = \sum_{l=0}^{L-1} h_k^{n-1}(l) s_{R,r}^k(m-l) \quad (3.32)$$

在(3.31)式中， $y_k^n(m)$ 表示訊號 $s_{R,r}^k$ 與第 n-1 次估測的通道 h_k^{n-1} 作循環摺積 (Circular Convolution) 所得到的時域訊號。

$$\hat{\varepsilon}_k(n|n) = g \left\{ \hat{\varepsilon}_k(n-1|n-1) + \text{Re} \left\{ K_k(n) [r_k(n) - y_k^n(n) e^{j \frac{2\pi n \hat{\varepsilon}_k(n-1|n-1)}{N}}] \right\} \right\} \quad (3.33)$$

Re 代表取出實數，因為估測出來的頻率偏移量是不會有複數的，而 g(x) 則是系統設定的最大頻率偏移量範圍的函數。

(4) 算出最小平均平方差：

$$P_k(n|n) = (I - K_k(n)H_k(n))P_k(n-1|n-1) \quad (3.34)$$

(5) 估測多重路徑通道：

$$\hat{r}_k(n) = r_k(n) e^{-j\frac{2\pi n \hat{\epsilon}_k(n|n)}{N}} \quad (3.35)$$

將估測到的頻率偏移量補償回接收到的訊號 $r_k(n)$ ，如(3.35)式，使用得到的 $\hat{r}_k(n)$ ，代入 2.3.2 節估測通道的方法，作多路徑通道估測，得到第 n 次估測的通道時域訊號 h_k^n 。

(6) 迴圈：如果 $n < 2N-1$ ，則回到第 2 式，並且 $n=n+1$ 。

在經過 $2N$ 次的遞迴之後，我們將 $\hat{\epsilon}_k(2N-1|2N-1)$ 的估測值就當作系統估測到的第 k 個使用者的頻率偏移量。



此外，在估測頻率偏移量遞迴的同時也執行多用戶干擾消除，使用如 3.2.2 節所示的方式，運作如下(3.36)、(3.37)式。

(1) 多用戶干擾估測：使用者 k 從 1 到 K (for $k=1$ to K)

$$r_{k,est}(n) = y_k(n) e^{j\frac{2\pi n \hat{\epsilon}_k(n-1|n-1)}{N}} \quad (3.36)$$

(2) 多用戶干擾消除：使用者 k 從 1 到 K (for $k=1$ to K)

$$\hat{r}_k(n) = r(n) - \sum_{j=1, j \neq k}^K r_{j,est}(n) \quad (3.37)$$

當第 $n-1$ 次遞迴後，會算出得到 K 個 RMS 的頻率偏移量，將得到的頻率偏移量重建出估測的第 n 次 K 個 RMS 訊號，如(3.36)式，將接收到的訊號扣除重建出

來的其他 $K-1$ 個 RMS 訊號，得到多用戶干擾消除的訊號，表示為(3.37)式，利用此提升系統估測的效能。



第四章 以頻域觀點估測上傳頻率偏移量

上一章介紹了 OFDMA 頻率偏移的效應，以及在 OFDMA initial ranging 的情形之下，使用 EKF 演算法來估測頻率偏移量，EKF 演算法利用時域上訊號的每一點去做遞迴收斂，是一種以時域觀點的估測方法，這章節將介紹另一種頻率偏移量估測的方法，利用接收的頻域訊號，以頻域為觀點來進行估測頻率偏移量。

4.1 訊號模型

與第三章相同，在此使用 OFDMA 系統中的 initial ranging 來調整參數，利用圖 2.5 的 initial ranging 的訊號架構來處理訊號同步的問題。假設同一個 ranging slot 有 K 個不同的 RMS 進行 initial ranging， K 個 RMS 一起使用相同的 6 個子通道，並且同時有 M 個 DMS 進行上傳，圖 4.1 為系統架構圖。

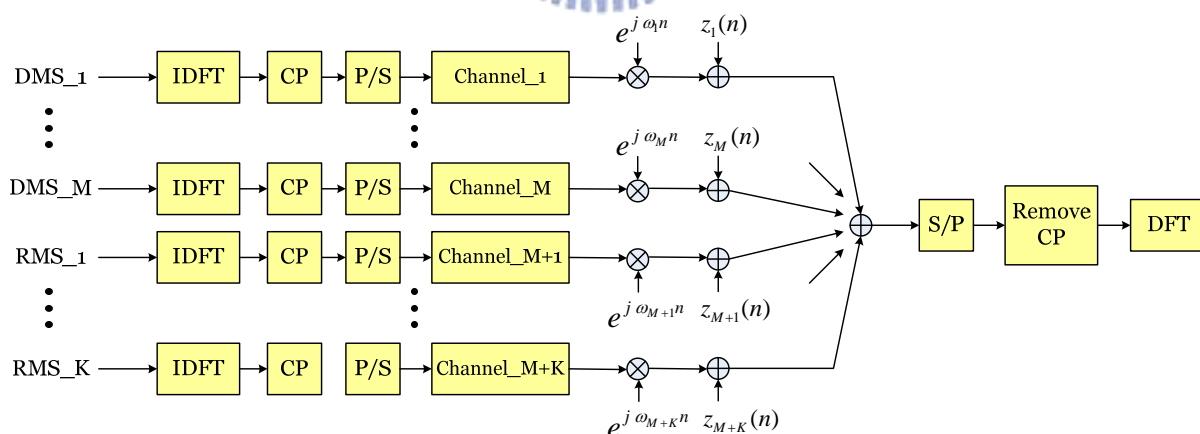


圖 4.1 由 M 個 DMS 及 K 個 RMS 組成的 OFDMA 系統

系統中會有 K 個 RMS 以及 M 個 DMS 的訊號，使用者均會依照所分配到的子通道進行調變，在此設定總共有 N 個子載波，第 k 個使用者所擁有的子通道的

子載波表示為 $E_k = \{e_1^k, e_2^k, \dots, e_{p_k}^k\}$ ， p_k 表是第 k 個使用者所擁有的子載波個數。K 個 RMS 使用相同的子載波，RMS 訊號模型方程式表示如下。

$$S^k = [S^k(0), S^k(1), \dots, S^k(N-1)]$$

$$S^k(i) = \begin{cases} X_k(i) & , \text{if } i \in E_k \\ 0 & , \text{otherwise} \end{cases} \quad (4.1)$$

方程式(4.1)中， S^k 為第 k 個使用者所使用的一個 OFDMA symbol 的頻域訊號， $X_k(i)$ 為第 k 個使用者的第 i 個子載波資料，OFDMA ranging 時使用兩個連續的 OFDMA symbol，兩個 symbol 使用相同的 ranging 碼，如圖 2.5，將前後兩個 symbol 的頻域訊號表示為 $S1^k$ 和 $S2^k$ ，這兩個 symbol 含有相同的子載波 $E_k = \{e_1^k, e_2^k, \dots, e_{p_k}^k\}$ ，由於每一組 ranging 碼長度均是 144，所以 p_k 均是 144。將兩個 symbol 的頻域訊號 $S1^k$ 和 $S2^k$ 經過 IDFT 轉換的時域訊號，表示為(4.2)及(4.3)式。

$$s1^k(n) = [CP, F^H S1^k] \quad (4.2)$$

$$s2^k(n) = [F^H S2^k, GRD] \quad (4.3)$$

其中， F 為 $N \times N$ DFT (Discrete Fourier Transform) 矩陣， F 矩陣中的元素為 $F_{i,j} = \frac{1}{\sqrt{N}} \exp(\frac{-j2\pi mn}{N})$ $m, n = 0, 1, \dots, N-1$ ，且 $(.)^H$ 代表 Hermitian 轉換。 N_g 為字首循環(CP)的長度，方程式(4.2)中的 CP 為第一個 symbol 的循環字首，複製 $F^H S1^k$ 的最後 N_g 點，來抵抗符碼間干擾(inter symbol interference)，而第二個 symbol 的 GRD 與 CP 不同的是，GRD 是複製第二個 symbol $F^H S2^k$ 的前面 N_g 點放在最後面，如圖 2.5，其主要的目的是讓兩個 symbols 之間的角度呈現連續的

狀況。

假設通道和頻率偏移在連續兩個 symbol 為常數，每個使用者經過不同的通道，第 k 個 RMS 使用者經過的時域通道表示為方程式(4.4)。

$$h_k = [h_k(0) \ h_k(1) \ \dots \ h_k(L-1)]^T \quad (4.4)$$

L 為最大通道延遲，通常 L 會小於字首循環長度。第 k 個使用者經過的通道頻率響應表示為(4.5)式

$$H_k = [H_k(0) \ H_k(1) \ \dots \ H_k(N-1)]^T \quad (4.5)$$

通道響應 H_k 為時域通道 h_k 經過 DFT 後的頻域訊號，表示為方程式(4.6)

$$H_k = D h_k, \text{ D 為 } N \times L \text{ 矩陣} \quad (4.6)$$

$$D_{i,j} = \frac{1}{\sqrt{N}} \exp\left(\frac{-j2\pi mn}{N}\right) \quad m = 0, 1, \dots, N-1, \quad n = 0, 1, \dots, L-1$$

經過去除循環字首(CP)之後，接收到的第 k 個使用者的時域訊號的 2 個 symbol 可以表示為方程式(4.7)， ε_k 為頻率偏移量，假設時間延遲已知。

$$\begin{aligned} y1^k &= \Gamma(\varepsilon_k) F^H \text{diag}(S1^k) H_k \\ y2^k &= e^{j\frac{2\pi \varepsilon_k N}{N}} \Gamma(\varepsilon_k) F^H \text{diag}(S2^k) H_k \end{aligned} \quad (4.7)$$

其中 $\Gamma(\varepsilon_k) = \text{diag}(1 \ e^{j\frac{2\pi \varepsilon_k}{N}} \ \dots \ e^{j\frac{2\pi \varepsilon_k (N-1)}{N}})$ 為頻率偏移量在每一點時域訊號上的影響，而 $y2^k$ 訊號在 $y1^k$ 訊號之後傳送，兩個 symbol 之間有 N 點時間點的間隔，所以矩陣 $\Gamma(\varepsilon_k)$ 在兩個 symbol 間會有相位偏移項 $e^{j\frac{2\pi \varepsilon_k N}{N}}$ 。

接收端可以將所有的 K 個 RMS 訊號相加，表示成方程式(4.8)， $Z1$ 、 $Z2$ 為

高斯白雜訊 (AWGN)

$$\begin{aligned}y_1 &= \sum_{k=1}^K \Gamma(\varepsilon_k) F^H \text{diag}(S1^k) H_k + Z1 \\y_2 &= \sum_{k=1}^K e^{j\frac{2\pi \varepsilon_k N}{N}} \Gamma(\varepsilon_k) F^H \text{diag}(S2^k) H_k + Z2\end{aligned}\quad (4.8)$$

將(4.8)式的時域訊號，進入 DFT 後出來的 2 個 symbol 頻域訊號可以表示為方程式(4.9)

$$\begin{aligned}Y1 = Fy1 &= F \sum_{k=1}^K \Gamma(\varepsilon_k) F^H \text{diag}(S1^k) H_k + Z1 \\Y2 = Fy2 &= F \sum_{k=1}^K e^{j\frac{2\pi \varepsilon_k N}{N}} \Gamma(\varepsilon_k) F^H \text{diag}(S2^k) H_k + Z2\end{aligned}\quad (4.9)$$



4.2 頻域觀點估測理論

在本章中參照[3]的方法，以頻域上接收的訊號來做頻率偏移量的估測，在[3]中，描述的是利用不同 DMS 的 pilot 訊號來估測每個 DMS 的頻率偏移量，而每個 DMS 是擁有不同的子載波，但是在此主要估測的頻率偏移是在 initial ranging 的情形下，RMS 訊號的偏移，每個 RMS 使用的子載波為相同的。

假設 $G1^k(i)$ 為第 k 個 RMS 接收到的頻域訊號中，第 1 個 symbol 的第 i 個子載波，由方程式(4.9)，可以算出得到方程式(4.10)

$$\begin{aligned}
 G1^k(i) &= \sum_{k=1}^K \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\frac{2\pi\epsilon_k n}{N}} \left(\frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{j=0}^{N-1} S1^{k'}(j) H^{k'}(j) e^{j\frac{2\pi nj}{N}} \right) e^{-j\frac{2\pi ni}{N}} + Z1(i) \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{k=1}^K \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} \left(e^{j\frac{2\pi(j-i+\epsilon_k)n}{N}} S1^{k'}(j) H^{k'}(j) \right) + Z1(i)
 \end{aligned} \tag{4.10}$$

其中， $S1(j)$ 為 $S1$ 的第 j 個子載波， $Z1(i)$ 為 $S1$ 在第 i 個子載波的高斯白雜訊。訊號 $G1^k(i)$ 可以分成 3 個部分，訊號項 $GS1^k(i)$ 、干擾項 $GI1^k(i)$ ，以及雜訊項 $Z1(i)$ ，則方程式(4.10)可以寫成方程式(4.11)

$$\begin{aligned}
 G1^k(i) &= GS1^k(i) + GI1^k(i) + Z1(i) \\
 &= S1^k(i) H^k(i) \frac{1}{N} \frac{1 - e^{j2\pi\epsilon_k}}{1 - e^{j2\pi\epsilon_k/N}} \\
 &\quad + \sum_{k=1}^K \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq i}}^{N-1} S1^{k'}(j) H^{k'}(j) \frac{1}{N} \frac{1 - e^{j2\pi(j-i+\epsilon_k)}}{1 - e^{j2\pi(j-i+\epsilon_k)/N}} + Z1(i)
 \end{aligned} \tag{4.11}$$

若使用者的頻率偏移量 ϵ_k 為 0 ($k=1,2,\dots,K$) 且忽略掉雜訊項 $Z1(i)$ ，則接收到的第 1 個 symbol 訊號將會變成方程式(4.12)

$$G1^k(i) = GS1^k(i) = S1^k(i) H^k(i) \tag{4.12}$$

由(4.12)是可以知道，假如使用者完美同步，使用者接收到訊號只會受多路徑衰減通道所影響。同理，第 k 個 RMS 接收到的頻域訊號中，第 2 個 symbol 的第 i 個子載波 $G2^k(i)$ 也可以得到方程式(4.13)

$$\begin{aligned} G2^k(i) &= S2^k(i)H^k(i) \\ &= I(\varepsilon_k) S1^k(i)H^k(i) \quad (I(\varepsilon_k) = e^{j\frac{2\pi\varepsilon_k N}{N}}) \end{aligned} \quad (4.13)$$

其中因為兩個 symbol 在時間上差了 N 點，所以頻率偏移量 ε_k 造成兩個 symbol 之間有相位偏移項 $I(\varepsilon_k)$ 。

從上面的方程式(4.11)-(4.13)，說明了兩個 symbol 各自的干擾項 $GI1^k(i)$ 、 $GI2^k(i)$ 與兩個 symbol 間的相位偏移項 $I(\varepsilon_k)$ 都是頻率偏移量 ε_k 的函數，所以準確的估測 ε_k 可以得到準確的干擾項跟相位偏移項，當估測的夠正確，將接收到的兩個 ranging symbol $Y1$ 、 $Y2$ 修正消除正確的干擾跟相位偏移，則得到兩個 symbol 的 144 根子載波數值之間的差會是最小的，所以，可以藉由下列方程式(4.14)得到正確的頻率偏移量。

$$\varepsilon_k = \arg \min_{\varepsilon_k} \left\{ \left\| \Psi I(\varepsilon_k) R(\varepsilon_k) Fy2 - \Psi R(\varepsilon_k) Fy1 \right\|^2 \right\} \quad (4.14)$$

其中 $R(\varepsilon_k)$ 為基於 ε_k 的干擾消除矩陣， $R(\varepsilon_k)$ 由下列的方程式得到，當第 k 個使用者接收到的訊號為(4.15)式時

$$\begin{aligned} Y_k = Fy_k &= F\Gamma(\varepsilon_k)F^H \text{diag}(S^k)H_k + Z_k \\ &= \Pi X_k + Z_k \end{aligned} \quad (4.15)$$

其中令 $\Pi = F\Gamma(\varepsilon_k)F^H$ 以及 $X_k = \text{diag}(S^k)H_k$ ， X_k 為訊號只會受多路徑衰減通道所影響，使用 Least Square (LS)方法得到 X_k 的最佳值，如(4.16)式

$$X_{k,LS} = ((\Pi^H \Pi)^{-1} \Pi^H) Y_k \quad (4.16)$$

則令 $R(\varepsilon_k) = (\Pi^H \Pi)^{-1} \Pi^H$ 為基於 ε_k 的干擾消除矩陣。

另外，在(4.15)中， $I(\varepsilon_k)$ 為相位偏移補償矩陣，是一對角線矩陣，如(4.17)式

$$I(\varepsilon_k)_{p,q} = \begin{cases} e^{j \frac{2\pi \varepsilon_k N}{N}} & , \text{if } p = q \text{ and } p \in E_k \\ 0 & , \text{otherwise} \end{cases} \quad (4.17)$$

Ψ 將使用者不使用的子載波設為 0，也是一對角線矩陣，如(4.18)式

$$\Psi_{p,q} = \begin{cases} 1 & , \text{if } p = q \text{ and } p \in E_k \\ 0 & , \text{otherwise} \end{cases} \quad (4.18)$$

其中 $p, q = 0, 1, \dots, N-1$ ， $k = 1, 2, \dots, K$

則由(4.14)式可知，若將兩個 symbol 分別使用最正確的頻率偏移量代入，經過 $R(\varepsilon_k)$ 補償頻率偏移量、經過 $I(\varepsilon_k)$ 補償兩個 symbol 之間的相位偏移、經過 Ψ 將不使用的子載波消除後，則會得到兩個經過運算後的 symbol 之間的差會是最小的，所以，將估測範圍內的所有頻率偏移量代入(4.14)中的 cost function，得到最小值的頻率偏移量就為估測的頻率偏移量。

但是在(4.14)中， $R(\varepsilon_k)$ 矩陣使用了大矩陣的反矩陣去運算，使得運算量很大，所以為了要將方程式簡化，減少使用 $R(\varepsilon_k)$ 的次數，而使用了一套遞迴的方法。下面方程式(4.19)式表示出，我們將第 g 次估測出來的頻率偏移量 ε_k^g ，帶入第 $(g+1)$ 次的遞迴之中，將接收的頻域訊號先經過一次頻率偏移的補償，再由(4.20)中的 cost function 算出殘餘的頻率偏移量 ε_k ，進而算出第 $(g+1)$ 次估測的頻率偏移量 ε_k^{g+1}

第(g+1)次遞迴： $Y1^g = R(\varepsilon_k^g)Fy1$

$$Y2^g = I(\varepsilon_k^g)R(\varepsilon_k^g)Fy2 \quad (4.19)$$

$$\varepsilon_k = \arg \min_{\varepsilon_k} \left\{ \left\| \Psi I(\varepsilon_k) F \Gamma^H(\varepsilon_k) F^H Y2^g - \Psi F \Gamma^H(\varepsilon_k) F^H Y1^g \right\|^2 \right\} \quad (4.20)$$

$$\varepsilon_k^{g+1} = \varepsilon_k^g + \varepsilon_k \quad (4.21)$$

在第(g+1)次遞迴中，ICI 干擾會先被上一次遞迴(第 g 次遞迴)中所算出來的頻率偏移量 ε_k^g 在(4.19)式中補償掉一部份，而殘餘的頻率偏移量將在(4.20)式中的 cost function 被算出，算出後在加上第 g 次算出的頻率偏移量 ε_k^g 中，得到新的頻率偏移量 ε_k^{g+1} ，再接著繼續下次的遞迴。方程式(4.20)中，以 $F \Gamma^H(\varepsilon_k) F^H$ 代替了 $R(\varepsilon_k)$ 矩陣，沒有使用到反矩陣的運算，減少了計算量，但也降低了準確度，所以使用遞迴方式使得頻率偏移量越來越準確。

將遞迴程序整理如下：

1、初始：g=0， $\varepsilon_k=0$

2、遞迴：(a) 由(4.19)式執行干擾消除跟相位偏移補償，更新 $Y1^g$ 、 $Y2^g$ 。

(b) 由(4.20)式估測出剩餘的頻率偏移量。

(c) 由(4.21)式更新頻率偏移量。

(d) $g=g+1$ 。

將這程序執行直到收斂為止，在遞迴過程中，借由干擾消除矩陣 $R(\varepsilon_k)$ 消除 ICI 的干擾，子載波的正交性在頻率偏移量收斂時重建。

在模擬時，我們設定使用者正規化的頻率偏移量在 $[-0.4, 0.4]$ 之間，但是在實際上我們不會將 0.4 到 -0.4 之間的所有值全部代入去搜尋最小值，所以要估測頻率偏移量時以 0 為初始，再加減 0.1 的值代入去找尋比較小的值，持續這個動作，逐漸比較出最小的值，得到估測的頻率偏移量，在下次遞迴時，再以較小單位的值去搜尋，如加減 0.01 去比較大小，逐漸搜尋出最小值，經過幾次收斂後，得到最後估測的頻率偏移量。



4.3 結合多用戶干擾消除在頻域上估測頻率偏移量

在 4.2 的理論中，以已知使用者子通道的接收訊號來估測頻率偏移量，但當系統上有多個 RMS 一起傳送時，在 ranging 的子通道中，每個 RMS 的訊號會疊加在一起，使得無法正確估測，因此，利用另一個遞迴的程序來估測頻率偏移量，以 3.2.2 節中的多用戶干擾消除來分離每個使用者的訊號，其中包含未知的通道參數，利用 2.3.2 節的 ranging 多路徑通道估測出來。

由 4.1 節的訊號模型可得知， $s^k(n) = [s_1^k, s_2^k]$ 為第 k 個 RMS 的兩個 symbol 合在一起的時域訊號，而 $y(n) = [y_1, y_2]$ 為接收到兩個 symbol 合在一起的時域訊號，時域訊號與通道在時域軸形成循環摺積， $r_k(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h_k(l) s^k(n-l)$ ，其中 h_k 為第 k 個使用者經過的通道時域訊號。以下為遞迴的程序：



(1) 初始：m=0， $\hat{\varepsilon}_k^0 = 0$ 。

(2) 多路徑通道估測：使用者 k 從 1 到 K (for k=1 to K)

第 k 個 RMS 經過第 m 次的頻率估測理論，估測出的最後的頻率偏移量為 $\hat{\varepsilon}_k^m$ ，利用它補償回接收的訊號來估測通道，如(4.23)式

$$\hat{y}_k(n) = y_k(n) e^{-j \frac{2\pi n \hat{\varepsilon}_k^m}{N}} \quad (4.23)$$

使用得到的 $\hat{y}_k(n)$ ，利用 2.3.2 節估測通道的方法，作多路徑通道估測，得到

第 m 次估測的通道時域訊號為 h_k^m 。

(3) 多用戶干擾估測：使用者 k 從 1 到 K (for k=1 to K)

將得到的頻率偏移量 $\hat{\varepsilon}_k^m$ 重建出估測的第 m 次 K 個 RMS 訊號，如(4.24)式

$$r_k^m(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h_k^m(l) s^k(n-l)$$

$$y_{k,est}^m(n) = r_k^m(n) e^{j \frac{2\pi n \hat{\epsilon}_k^m}{N}} \quad (4.24)$$

(4) 多用戶干擾消除：使用者 k 從 1 到 K (for k=1 to K)

將接收到的訊號扣除重建出來的其他 K-1 個 RMS 訊號，得到多用戶干擾消除的訊號，表示為(4.25)式

$$\hat{y}_k^m(n) = y(n) - \sum_{j=1, j \neq k}^K y_{j,est}^m(n) \quad (4.25)$$

(5) 將 $\hat{y}_k^m(n)$ 再次利用估測理論估測出下一個更準確的頻率偏移量。

$m=m+1$ 。

這程序執行直到頻率偏移量收斂為止。在此，多用戶干擾消除方法可以將其他 RMS 的干擾消除，可以提升系統的效能。



第五章 系統模擬與分析

在此章節中，將對於上傳 OFDMA 系統中的 RMS 進行頻率偏移量的估測。在每個 RMS 通道都未知的情形之下，利用傳送給 BS 端的 initial ranging 碼，先將通道估測出來，再結合兩種演算法，分別以時域觀點和頻域觀點估測頻率偏移量，進行估測的效能分析。

5.1 系統參數

系統的模擬參數均是參照 IEEE 802.16e 所制定的標準[1]，而實體層為 WirelessMAN-OFDMA PHY。利用表格 5.1 的方程式，將表格 5.2 中，OFDMA 在不同 FFT 下一般會使用的系統參數運算出來。其中，定義 OFDMA 頻寬為 BW 和 FFT 大小為 N_{FFT} ，並利用這兩個參數與表格 5.1 的方程式導出表格 5.2。依據標準設定，取樣頻率中的 n 為 28/25。

取樣頻率	: $F_s = \left\lfloor n \cdot \frac{BW}{8000} \right\rfloor \cdot 8000$
子載波區間	: $\Delta f = \frac{F_s}{N_{FFT}}$
有效 symbol 長度	: $T_b = \frac{N_{FFT}}{F_s}$
字首循環長度	: $T_g = \frac{1}{8} \cdot T_b$
OFDMA symbol 長度	: $T_s = T_b + T_g$
取樣時間	: T_b / N_{FFT}

表 5.1 OFDMA 系統參數運算方程式

Parameters	Value			
Bandwidth (MHz)	1.25	5	10	20
Sampling frequency (MHz)	1.4	5.6	11.2	22.4
Sampling time (ns)	714.3	178.6	89.3	44.6
FFT size	125	512	1024	2048
Tone spacing	10.9375kHz			
Useful symbol time	91.4286us			
Guard time	11.43us			
OFDMA symbol time	102.86us			

表 5.2 OFDMA 不同 FFT 下系統參數

在此，系統模擬主要是採用 OFDMA 2048-FFT，且子通道分配方式採用 UL-PUSC (Partial Usage of Subchannels)，在 2048-FFT 模式中，UL-PUSC 含有 70 個子通道，而由標準定義，一個 initial ranging 的 symbol 使用了 6 個子通道，且模擬會假設同一個 ranging slot 會被多個的 RMS 選擇。而上傳的 DMS 則依據 DMS 的多寡去平均隨機分配剩餘的子通道。表格 5.3 表示了我們選擇 2048-FFT 的模擬參數。

Parameter	value
Bandwidth (MHz)	20
FFT size	2048
Cyclic prefix size	256
Subcarrier allocation	802.16e UL_PUSC
Number of subchannel	70
Channel model	AWGN、SUI-4
Carrier frequency	5GHz
Modulation type	BPSK
Number of RMS	1-2
Number of DMS	0-2

表 5.3 2048-FFT 系統模擬參數

5.2 通道模型

在通道假設上包含了可加性高斯白雜訊(AWGN)以及多路徑通道，在無線的環境下模擬通道模型可以利用隨機程序假設。

高斯雜訊(Gaussian noise)

可加性高斯白雜訊(AWGN)是將接收到的訊號直接加上設定的雜訊。可以使用高斯分佈來建構數學模型，其中高斯分布的平均值為 0 以及固定的變異數。在模擬中，我們會依據系統的 SNR 值給予我們隨機產生出來的高斯雜訊功率大小。

多路徑慢速衰減通道(Multi-path slow fading channel)

慢速衰減通道是指在一段傳送時間內通道係數不會改變，在這章節是假設通道在 2 個 OFDMA symbols 不會改變，而通道是呈現慢速衰減且多路徑，可由 2.3.2 節中得知。



系統模擬利用 SUI-4 通道[6]來進行模擬，將[6]中 SUI-4 的每條路徑延遲由表格 5.2 中的取樣時間(Sampling time)算出在時域上每條路徑延遲多少個取樣點(Sample)，通常通道的第一條路徑的時間延時會等於 0。表格 5.4 表示了 SUI-4 通道的功率以及每條路徑的延遲長度。

Tap	Relative delay(nsec or sample)		Average power		
	(nsec)	(sample)	(dB)	(normal scale)	(normalized)
1	0	0	0	1	0.6424
2	1500	33 or 34	-4	0.3981	0.2557
3	4000	90	-8	0.1585	0.1018

表 5.4 SUI-4 通道模型參數

5.3 系統模擬與分析

假設系統的每個 RMS 同時間選擇在同一個 ranging slot (6 個子通道、2 個 OFDMA symbol)，同時間有 DMS 在傳送，每個 DMS 均隨機分配到 16 個子通道來傳送。在此模擬估測準度均以第一個 RMS 當作參考，所以定義模擬的 SNR 為 $SNR = \frac{\sigma_1^2}{\sigma_z^2}$ ，其中的 σ_1^2 代表第一個 RMS 的平均功率，而 σ_z^2 則代表了通道雜訊

的變異數。

在估測頻率偏移量的準度是使用 MSE(mean square error)，其定義為方程式 (5.1)，其中的 $\hat{\varepsilon}_1$ 代表了第 1 個 RMS 估測出來的頻率偏移量而 ε_1 則代表了實際上的頻率偏移量。利用多次獨立的 Monte Carol 去近似期望值。

$$MSE = E[(\hat{\varepsilon}_1 - \varepsilon_1)^2] \quad (5.1)$$



而通道估測的準度是使用 NMSE(normalized mean square error)，定義為方程式(5.2)，其中的 h_{est} 代表了估測出來的通道時域訊號而 h_{real} 則代表了實際通道的時域訊號，可以得知估測的通道有多少百分比的誤差

$$NMSE = \frac{\|h_{est} - h_{real}\|^2}{\|h_{real}\|^2} \quad (5.2)$$

通道估測分析

假設第一個 RMS 使用的 ranging 碼為 C_1 ，由 2.3.2 節中知， C_T 為 ranging 碼 $C_k(m)$ 乘上各個延遲所造成的改變的集合， T 為所有延遲的個數。

$(C_T(m) = C_k(m) e^{-j2\pi\frac{T}{N}m}, T = 0 \dots N_g - 1)$ ，此時 $k=1$ ， C_T 與沒有經過通道，且沒有延遲的 C_1 作內積，我們觀察 ranging 碼與自己各個時間延遲的相關性，會得到圖 5.1。所以會得到最大的值在第 0 個 sample 點，在此我們設定 threshold 為最大值乘以 0.5 來消除其他的不是延遲的點，但是在這裡會發現還是有在第 [45, 81] 的值會超過我們的 threshold，原因是因為由於我們的 ranging 碼只有 144bit，造成 ranging 碼與經過一時間延遲的 ranging 碼沒有完全的正交，還會有些許的相關性，而這兩點的相關性較大，所以在已知的情形之下，若作通道估測時，偵測到最大相關性的延遲為 0 時，預先將這兩點的值消除掉，使它們不會被判斷為通道的其他延遲。

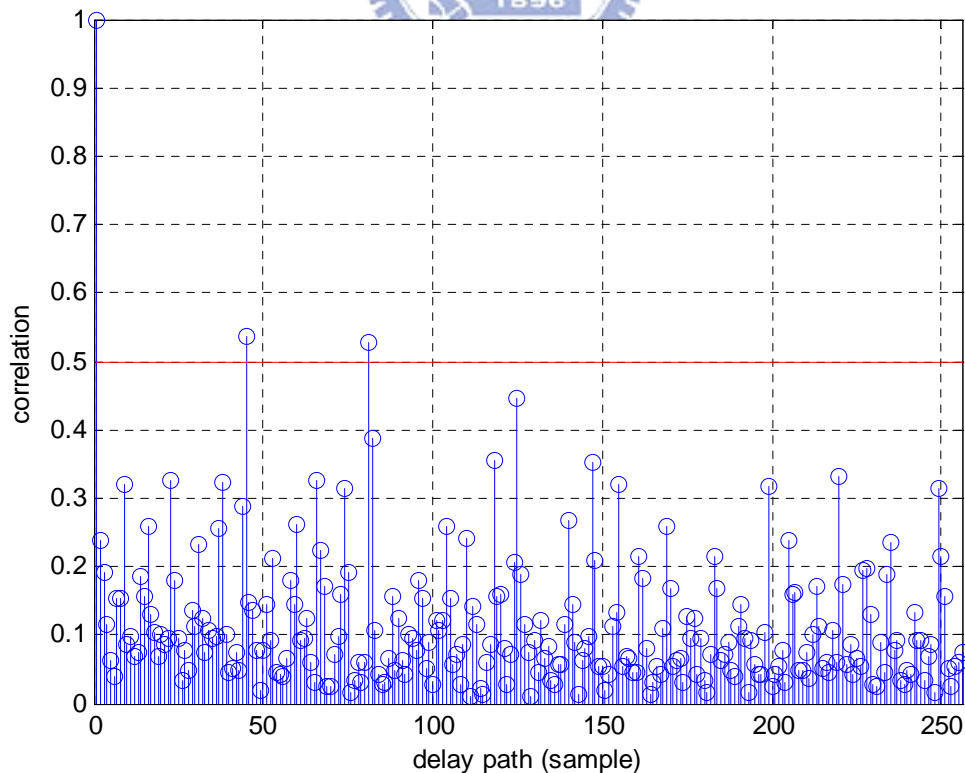


圖 5.1 Ranging 碼 C_1 與自己各個時間延遲的相關性

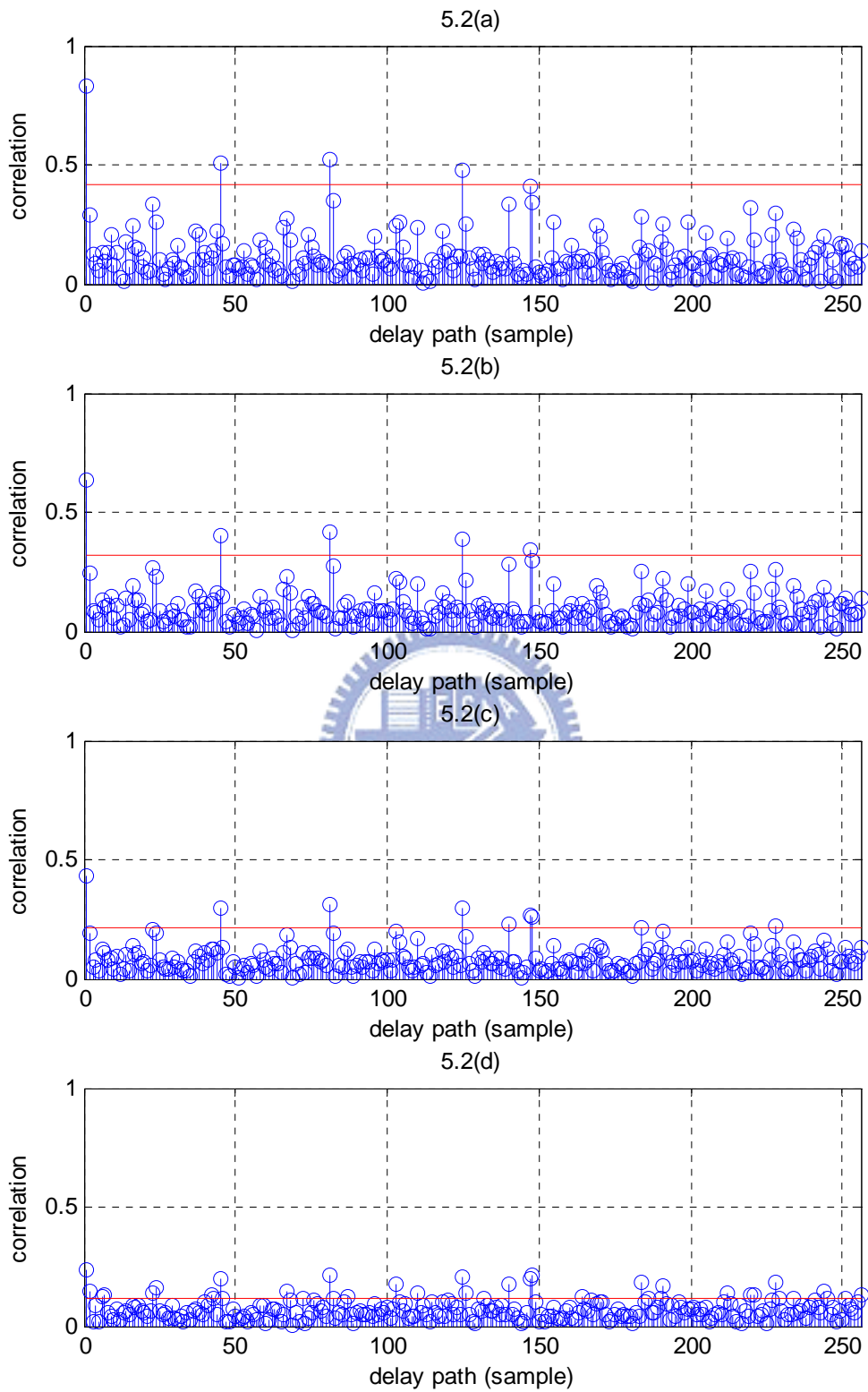


圖 5.2 $C_T(k=1)$ 與 (αC_1+C_2) 的相關性 (a) $\alpha=1$ (b) $\alpha=0.8$ (c) $\alpha=0.6$ (d) $\alpha=0.4$

當傳送時有多個 RMS 的時候，假設第一個 RMS 使用的 ranging 碼為 C_1 ，第二個 RMS 使用的 ranging 碼為 C_2 ， $C_T(k=1)$ 與 (C_1+C_2) 作內積，觀察當有多個 RMS 時會造成通道估測的影響，如圖 5.2，由圖 5.2(a) 知，此時因為 C_1 沒有延遲，所以會得到最大的值在還是在第 0 個 sample 點，但是因為同時有 2 個 RMS 的關係，造成其他 sample 點的相關性升高，多了我們無法預先得知的干擾。

若第一個 RMS 的通道經過衰減，造成訊號強度減弱，而第二個 RMS 並沒有減弱時，會造成干擾的增加，由圖 5.2(b)-(d) 觀察 $C_T(k=1)$ 與 (αC_1+C_2) 作內積， α 依序為 0.8、0.6、0.4，會發現 C_1 經過衰減與 C_2 的強度差越多的話，會估測到很多多餘的路徑，無法經由 threshold 消除，造成很大的誤差。使得多用戶傳輸時，估測通道容易有錯誤的產生，造成系統效能降低，尤其是以 EKF 理論估測時，系統對於通道有誤差而產生的影響較大，所以在 EKF 理論時，當 2 個 RMS 同時上傳，就會有可能造成系統所估測的頻率偏移量無法收斂到正確的值，而對於以頻域觀點的估測理論來說，需要使用到通道估測的地方較少，所以影響也較小，但在 3 個 RMS 同時傳送時，也有一定的機率造成系統無法收斂。

時域觀點估測頻率偏移量

由 EKF 演算法使用多用戶干擾消除並結合通道估測，來估測頻率偏移量，由 2.3.1 節得知，我們可以在偵測使用者的 ranging 碼時，旋轉平移子載波，偵測到使用者傳送的是哪一組 ranging 碼時，也可得知整數的頻率偏移量，所以就剩下小數位數的頻率偏移量需要做偵測，在此將 RMS 的頻率偏移量設定在 $[-0.5, 0.5]$ 之間，在每次的 Monte Carol 中從 $[-0.5, 0.5]$ 中隨機選擇頻率偏移量加在 RMS 上來做估測。

由圖 5.3 可知只傳送 1 個 RMS 時，比較經過通道不同時的效能，若經過 SUI-4 通道，會因為必須估測多路徑的通道，較為複雜，在通道估測容易出現誤差，而在 AWGN 中，經過的通道為單一路徑，通道估測的效能會較好。因為在 EKF 演算法估測頻率偏移量時，在每一個時域點都需估測更新一次通道的訊息，通道因素對於估測的影響會很大，使得若經過 SUI-4 通道時效能會比只有在 AWGN 的情形下要差。另外，因為估測通道造成的誤差影響會大於雜訊的影響，所以經過 SUI-4 通道時，MSE 較不會因為 SNR 增加而變較好，但是只有 AWGN 時，MSE 會因為 SNR 增加而緩緩下降。

圖 5.4 說明估測頻率偏移量的收斂速度，橫軸為兩個 symbol 的時域 sample 點，縱軸為正規化的頻率偏移量。在此設定 SNR=20dB，傳送的 RMS 頻率偏移量固定在 0.2，由圖可以得知，頻率偏移量會慢慢的收斂，最後經過兩個 symbol 的時域點後達到估測到的頻率偏移量，在經過 SUI-4 通道時，因為估測通道的誤差較大，收斂速度會較只有 AWGN 時較慢，且最後收斂到的頻率偏移量誤差也較大。

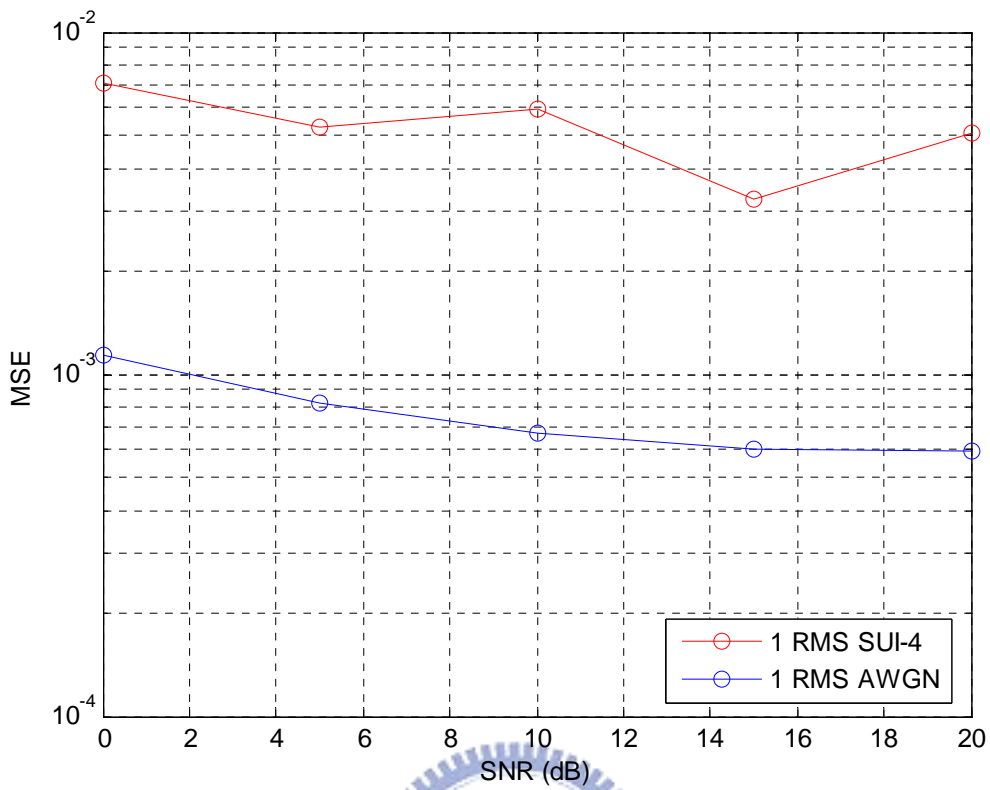


圖 5.3 傳送 1RMS 經過 SUI-4 通道與 AWGN 比較圖 (EKF 演算法)

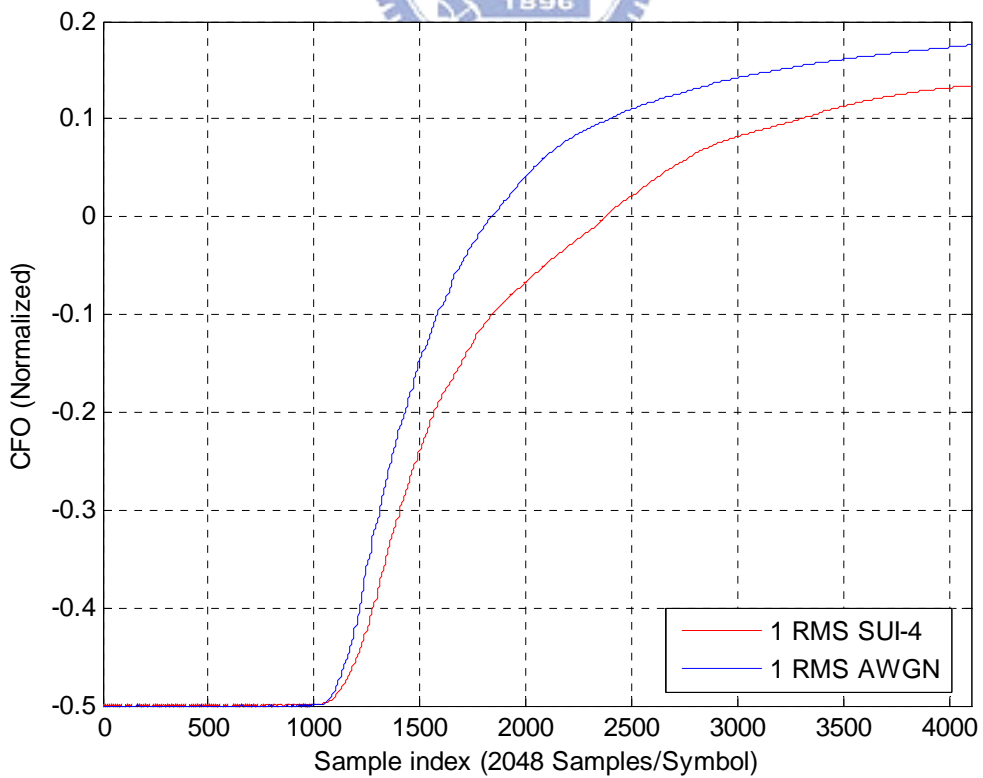


圖 5.4 傳送 1RMS 經過 SUI-4 通道與 AWGN 的估測收斂圖 (EKF 演算法)

假設系統傳送時是經過 SUI-4 通道，並且傳送時另外有 DMS 在同一時間傳送，因而造成 DMS 的干擾而效能低落，如圖 5.5，傳送 1 個 RMS 時，若有 2 個 DMS 在同一時間也傳送，因為 DMS 的干擾無法經由多用戶干擾消除而消除掉，會形成不小的干擾造成錯誤率提高，圖中得知若有 2 個 DMS 同時傳送，效能會比沒有 DMS 的時候差很多，且多加上了 DMS 的多用戶干擾，雜訊的影響變得更小，效能也不會隨著 SNR 上升而變好。圖 5.6 為有無 DMS 同時傳送的收斂速度比較圖，SNR=20dB，傳送的 RMS 頻率偏移量固定在 0.2，可以看出當 1 個 RMS 傳送時，有 2 個 DMS 同時傳送，收斂速度會變得比沒有 DMS 同時傳送更慢，且最後收斂到的頻率偏移量誤差更大，造成系統錯誤。

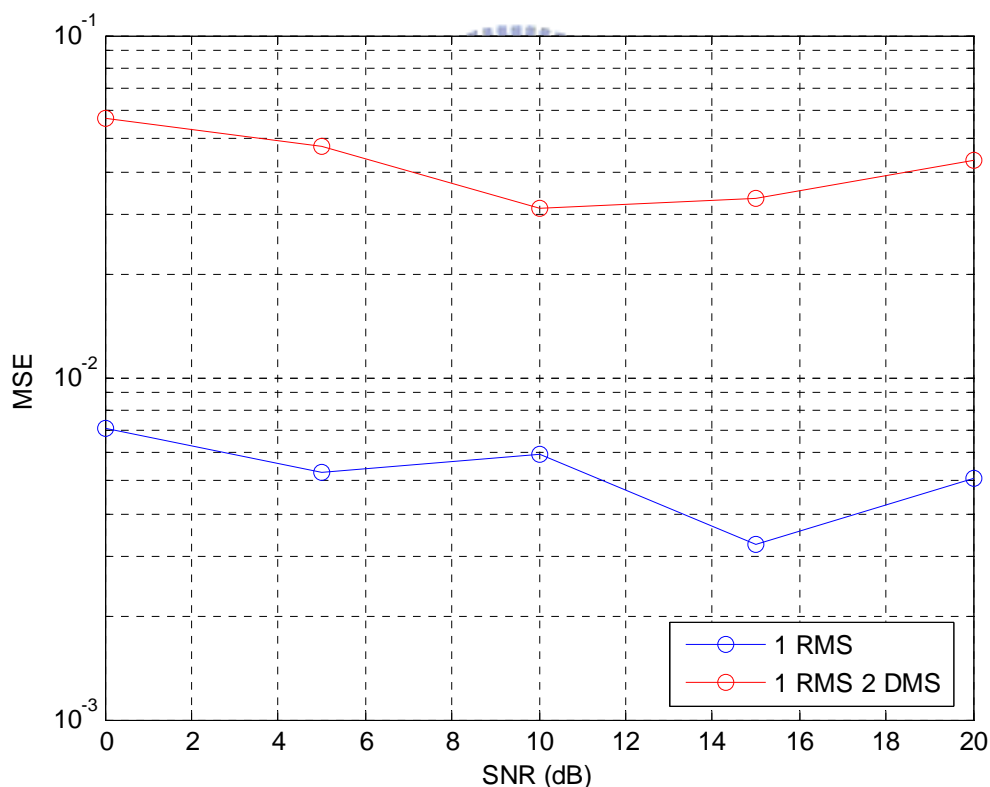


圖 5.5 DMS 對於估測效能影響圖 (EKF 演算法)

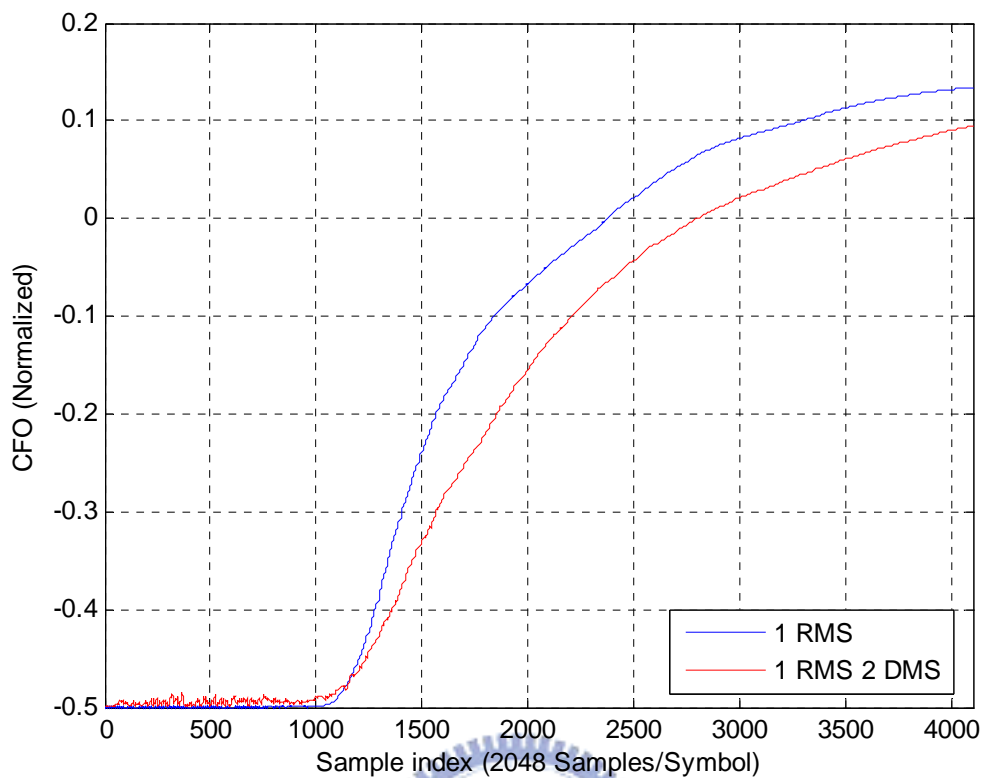


圖 5.6 DMS 對於估測收斂速度影響圖 (EKF 演算法)

另外，當我們在結合 EKF 演算法和通道估測時，為遞迴一個時域點的頻率偏移量時並估測更正一次通道，這會造成在運算上的複雜度，所以我們將遞迴改成收斂 10 個時域點的頻率偏移量時，再去估測更正一次通道，讓複雜度降低，由圖 5.7 得知，減少通道的計算，因為通道更正的不夠快速也不夠正確，使得會有降低估測頻率偏移量效能的現象產生，錯誤率會較原本來的大一些。圖 5.8 為減少通道估測次數的頻率偏移量收斂圖，SNR=20dB，傳送的 RMS 頻率偏移量固定在 0.2，可以看出在減少通道的估測次數後，收斂速度也會比原本的較慢，收斂到的頻率偏移量錯誤也較大一些，但是差距卻不大，可以藉由此方式，考慮未來在減少運算量時的改進方法。

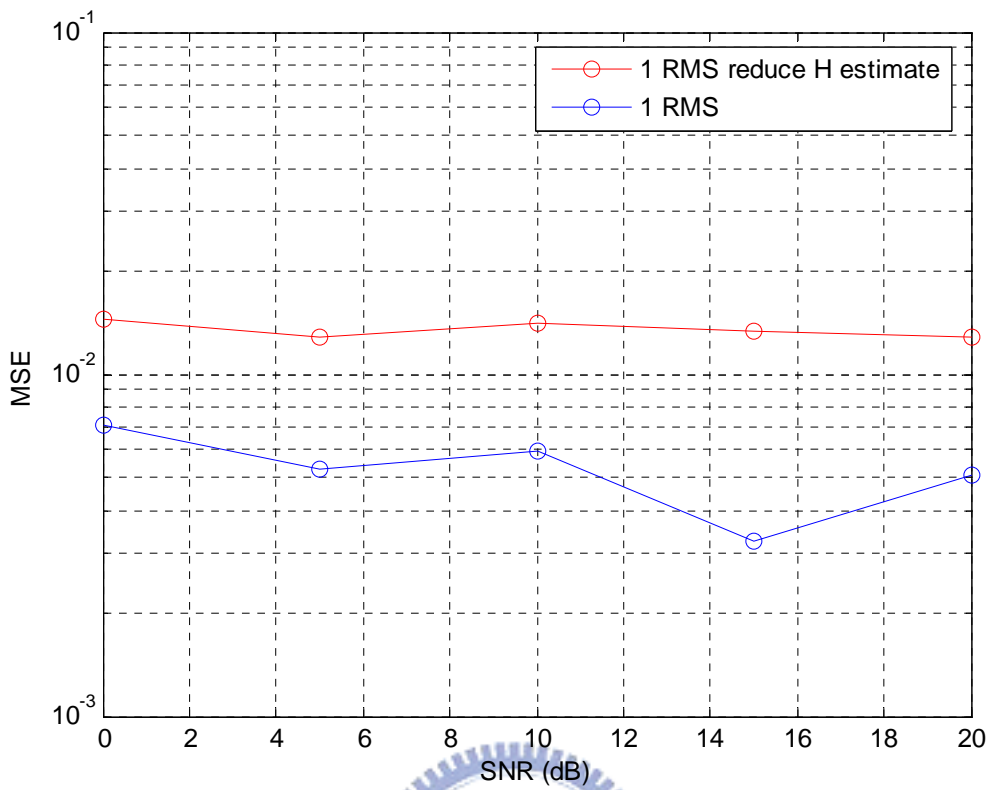


圖 5.7 減少通道估測次數的估測效能圖 (EKF 演算法)

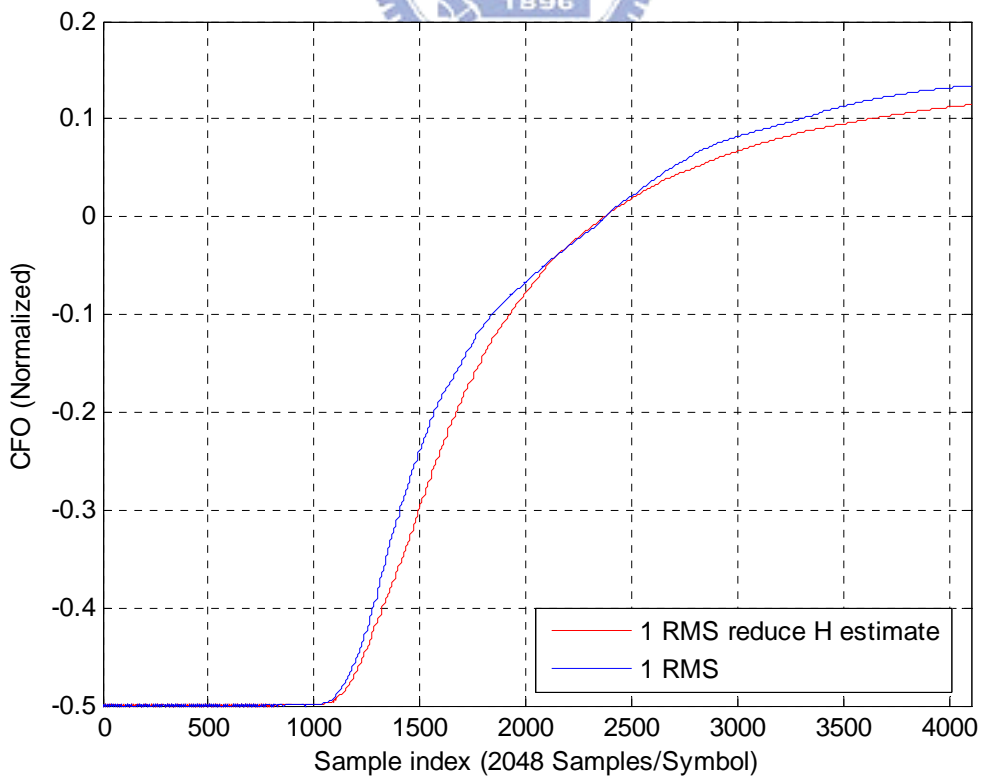


圖 5.8 減少通道估測次數的估測收斂速度影響圖 (EKF 演算法)

由於多個 RMS 同時傳送時，通道估測會因為每個 RMS 經過通道的衰減不同而造成估測效能的影響，也因為如此，對於通道很敏感的 EKF 演算法會因為通道估測變差而無法正確的估測到頻率偏移量，所以在 2 個 RMS 以上傳送時就會造成系統的不穩定而無法正確的估測。

在這假設傳送 2 個 RMS，且 2 個 RMS 經過的通道強度是相近的情況之下，可以使系統收斂。在 SNR=10dB 下，第一個 RMS 的頻率偏移量固定為 0.2，第二個 RMS 的頻率偏移量隨機在[-0.5 0.5]中選擇，此時為 0.1。圖 5.9 為 2 個 RMS 各自經過的多路徑通道，在此設定強度相似，各個路徑的增益絕對值後的數值相近。

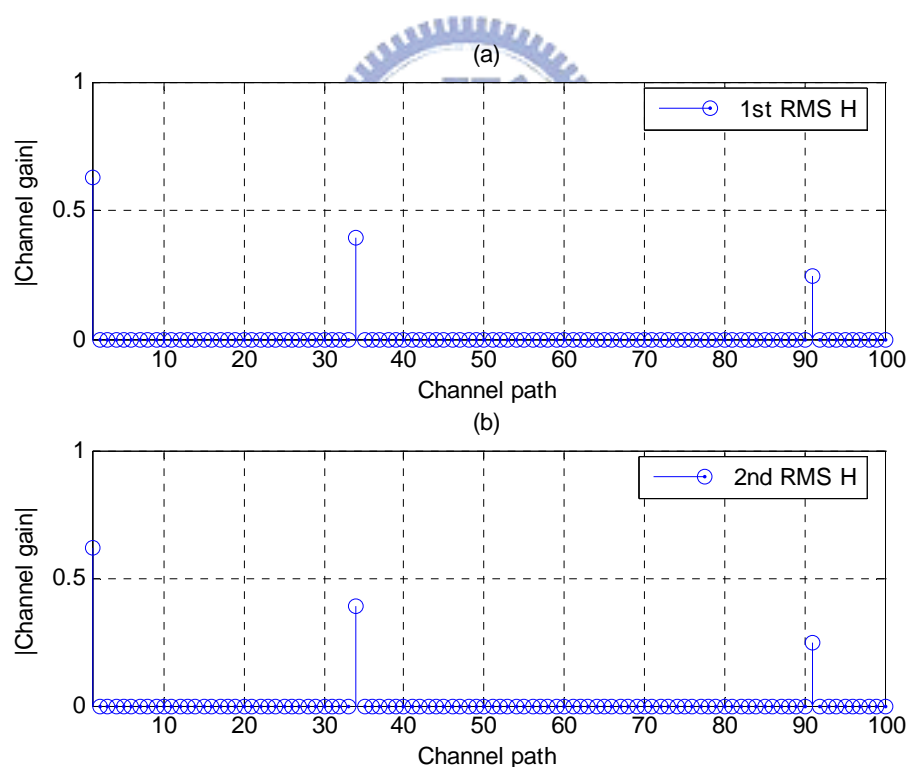


圖 5.9 2 個 RMS 個別經過的通道，強度相似

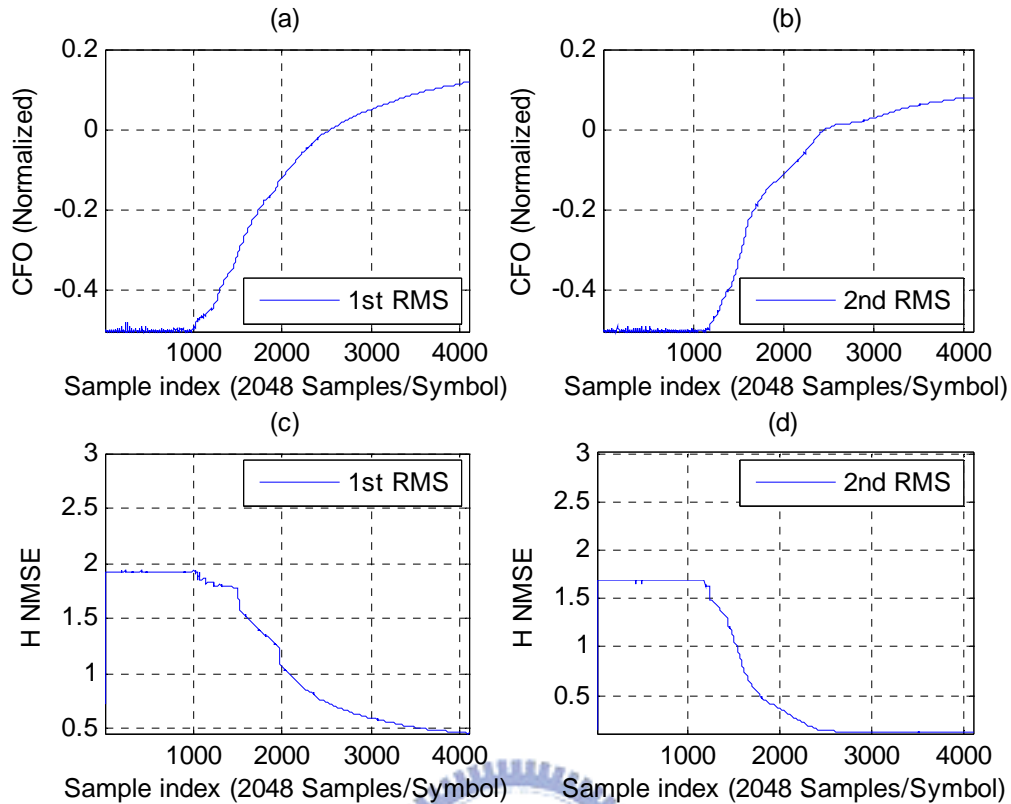


圖 5.10 在 2 個 RMS，通道強度相似的情形下的
(a)(b)CFO 收斂圖 (c)(d)通道估測 NMSE 收斂圖 (EKF 演算法)

圖 5.10(a)、(b)分別為 2 個 RMS 的頻率偏移量收斂圖，由圖中可以看出 2 個 RMS 都逐漸收斂至欲估測的頻率偏移量，第一個 RMS 和第二個 RMS 最後分別收斂到 0.12 和 0.08，可以知道雖然將通道的強度設定至相近，但是還是會因為多用戶的關係而無法收斂到最好，而圖 5.10(c)、(d)分別為 2 個 RMS 通道估測在每個時域點上估測的誤差百分比收斂圖，分別說明了 2 個 RMS 的通道估測效能在頻率偏移量估測越來越好的情形下，NMSE 也逐漸越來越好，與頻率偏移量一起收斂到最佳值。

頻域觀點估測頻率偏移量

由頻域觀點估測頻率偏移量，且在通道未知情形下結合通道估測，在此將 RMS 的頻率偏移量設定在 $[-0.4 \ 0.4]$ 之間來做估測，為可估測的範圍。在每次的 Monte Carol 中從 $[-0.4 \ 0.4]$ 中隨機選擇頻率偏移量加在 RMS 上來做估測。

由頻域觀點估測時，較 EKF 演算法好的是，通道在不用限制的情況之下，可以將 2 個 RMS 一起傳送時的頻率偏移量估測出來，因為在頻域觀點估測時，只需在做多用戶干擾消除時，才需要估測的通道訊息，對於通道的影響較 EKF 演算法小。圖 5.11 為同時傳送 2 個 RMS 與 1 個 RMS 時，在經過 SUI-4 通道時的效能比較圖，可知當傳送為 2 個 RMS 同時時，錯誤率會較只傳送 1 個 RMS 高，因為在頻域觀點估測理論中，是將接收到的所有訊號拿來運用估測，而不需知道通道資訊，所以若只有 1 個 RMS 時，就不用像多個使用者情形之下，要處理多用戶干擾消除的情形，而同時傳送 2 個 RMS 時，就需要處理多用戶干擾消除，要使用到通道的資訊，進行通道的估測，進而增加通道干擾的因素，使得效能降低。另外，傳送 2 個 RMS 時，由於會有通道估測的誤差因素影響，MSE 較不會因為 SNR 增加而變較好，但是只有傳送 1 個 RMS 時，因為沒有通道估測的因素，MSE 會因為 SNR 增加而緩緩下降。

圖 5.12 是在 SNR=20dB，第一個 RMS 的頻率偏移量固定在 0.2 的收斂圖，而第二個 RMS 的頻率偏移量由 $[-0.4 \ 0.4]$ 隨機選擇，橫軸為估測的次數，在此估測的次數為 6 次，縱軸為正規化的頻率偏移量。由圖中可以看出傳送 1 個 RMS 時幾乎在第一次估測時就可以估測出不錯的數值，當 2 個 RMS 同時傳送時，會影響到收斂的速度，因為多用戶傳送時，需作多用戶干擾的消除，會需要使用到通道估測的資訊，當初始的通道估測並不是很準確的時候，則需要多次的估測處理，收斂的較慢。

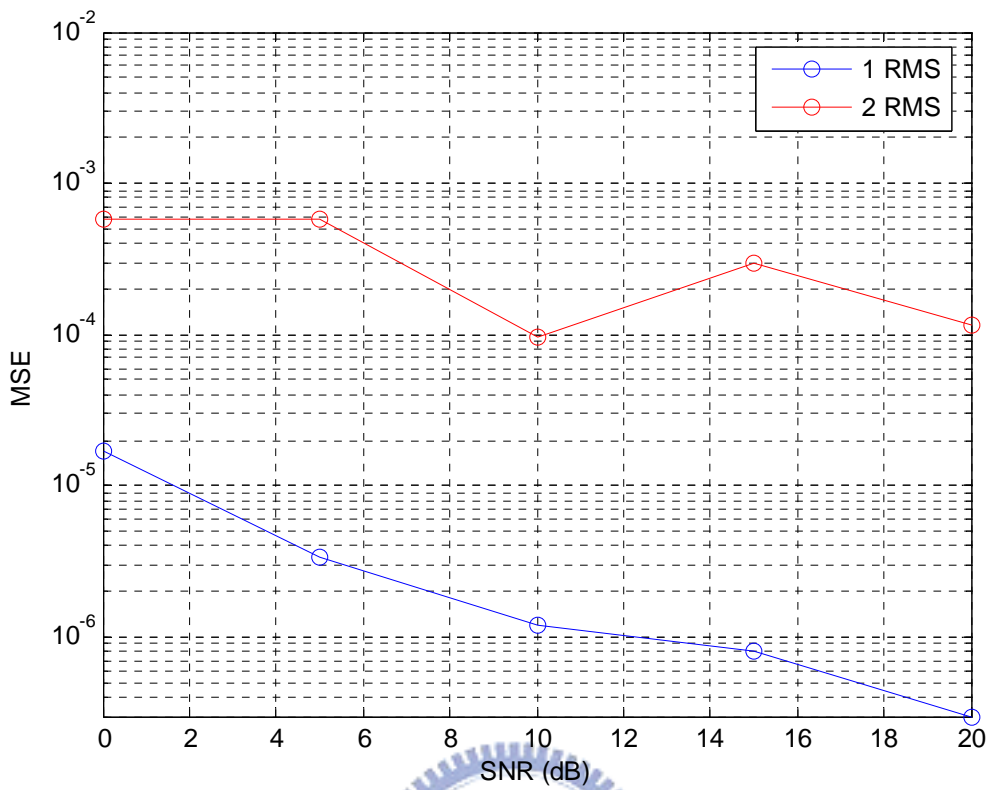


圖 5.11 傳送 1 個 RMS 與 2 個 RMS 效能比較圖 (頻域觀點)

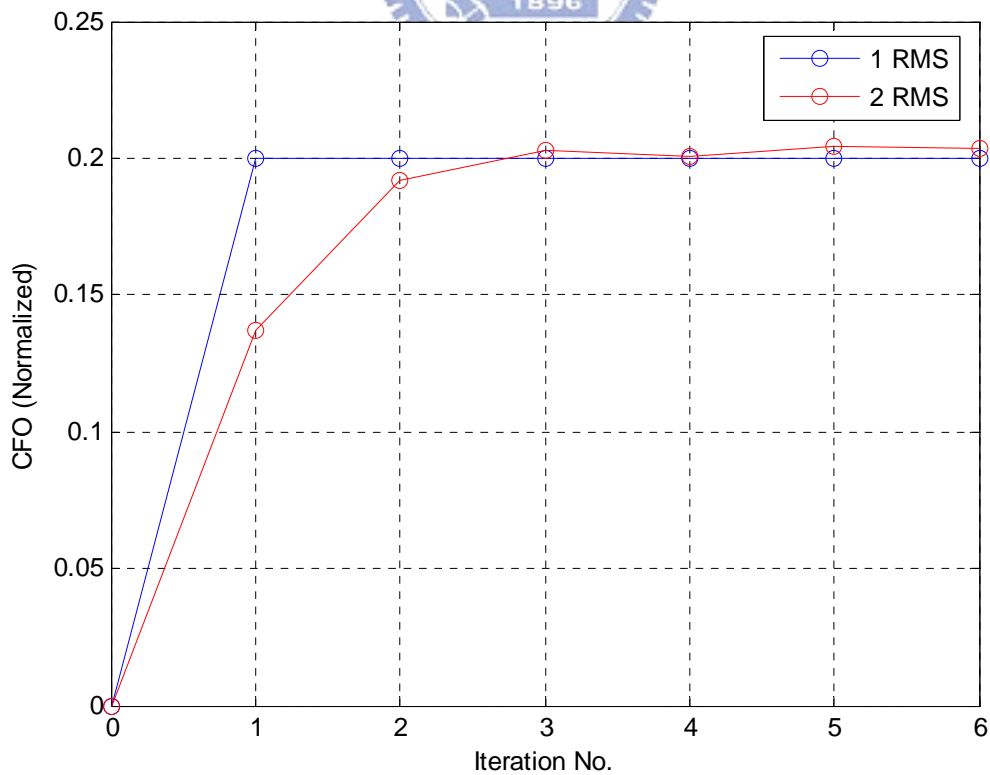


圖 5.12 傳送 1 個 RMS 與 2 個 RMS 頻率偏移量收斂圖 (頻域觀點)

此外，圖 5.13 可知只若 2 個 RMS 一起傳送時，比較經過通道不同時的效能。若經過 SUI-4 通道，效能會比只有經過 AWGN 時的情形下要差，因為必須估測較複雜的通道，使得通道估測效能變差，而在 AWGN 中，經過的通道為單一路徑，通道估測的效能會較好，所以，在誤差較大的通道估測下，會影響到多用戶干擾消除的處理，產生系統較大的誤差。另外，因為估測通道造成的誤差影響會大於雜訊的影響，所以經過 SUI-4 通道時，MSE 較不會因為 SNR 增加而變較好，但是只有 AWGN 時，MSE 會因為 SNR 增加而下降。

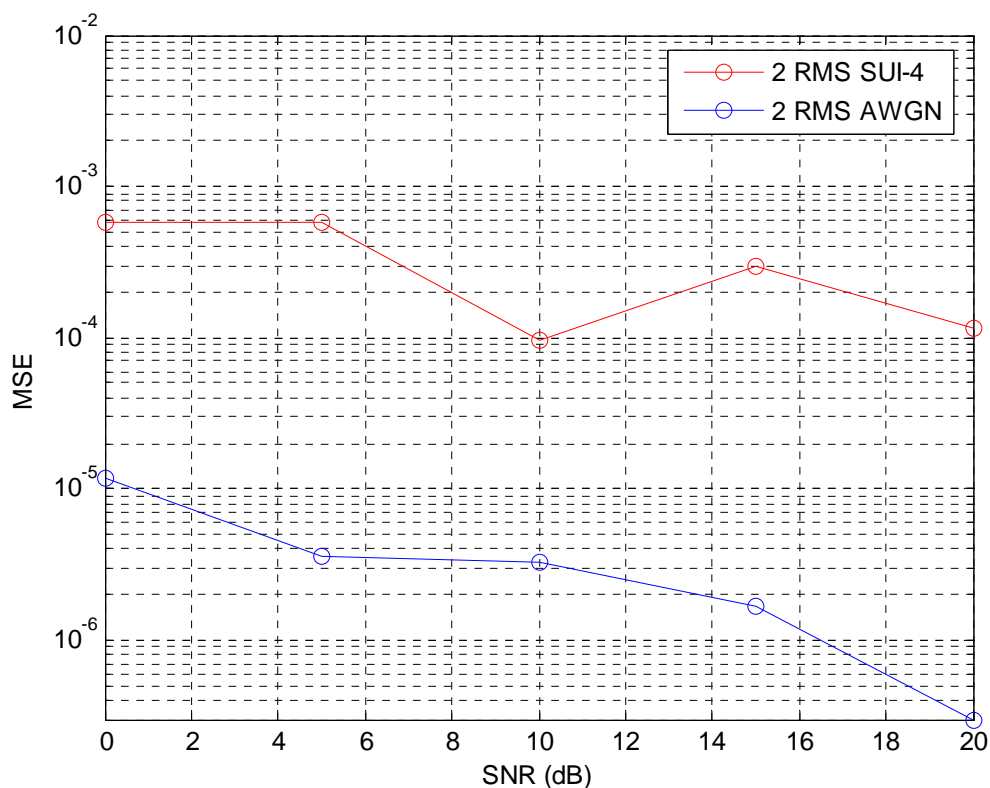


圖 5.13 傳送 2 個 RMS 經過 SUI-4 通道與 AWGN 的估測收斂圖 (頻域觀點)

在這也會碰到與 EKF 演算法相同的情形，由於多個 RMS 同時傳送時，通道估測會因為每個 RMS 經過通道的衰減不同而造成估測效能的影響，所以造成 MAI 消除的不準確，所以使得超過 3 個 RMS 一起傳送時就會造成系統的不穩定而無法正確的估測頻率偏移量。

所以與 EKF 演算法時相同，假設傳送 3 個 RMS，且 3 個 RMS 經過的通道強度是相近的情況之下，可以使系統收斂。在 SNR=15dB 下，第一個 RMS 的頻率偏移量固定為 0.2，其他 RMS 的頻率偏移量隨機在[-0.4 0.4]中選擇，此時第二個 RMS 的頻率偏移量為 0.299，第三個 RMS 的頻率偏移量為 0.178。圖 5.14 為 3 個 RMS 各自經過的多路徑通道，在此設定強度相似，各個路徑的增益絕對值後的數值相近。

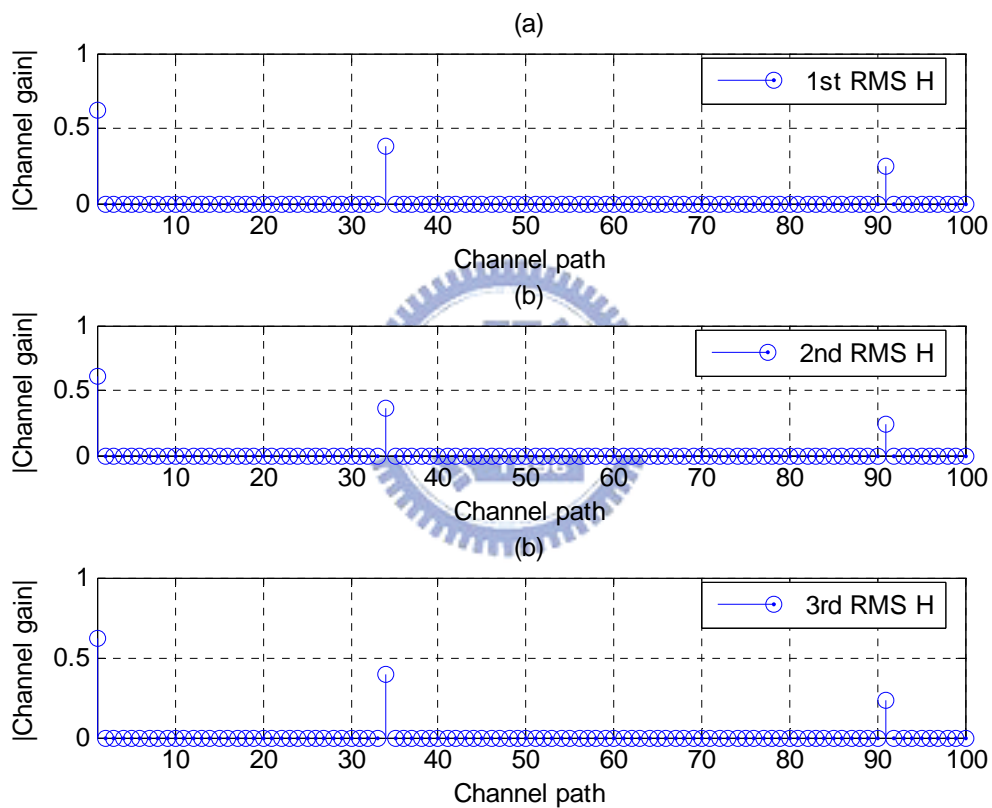


圖 5.14 3 個 RMS 個別經過的通道，強度相似

圖 5.15(a)、(b)、(c)分別為 3 個 RMS 的頻率偏移量收斂圖，由圖可以看出 3 個 RMS 都逐漸收斂至欲估測的頻率偏移量，三個 RMS 最後分別收斂到 0.207、0.274 和 0.2，而圖 5.16(a)、(b)、(c)分別別為 3 個 RMS 通道估測在每次遞迴的誤差百分比收斂圖，說明 3 個 RMS 的通道估測的 NMSE 也逐漸越來越好，與頻率偏移量一起收斂到最佳值。

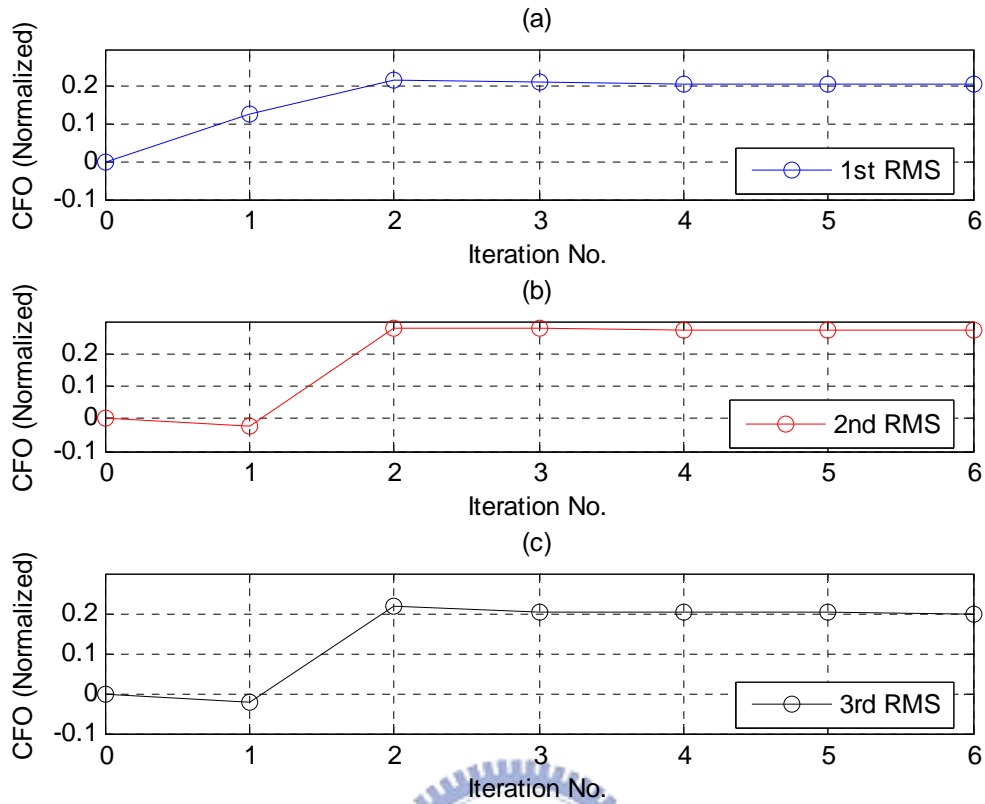


圖 5.15 在 3 個 RMS，通道強度相似的情形下的 CFO 收斂圖(頻域觀點)

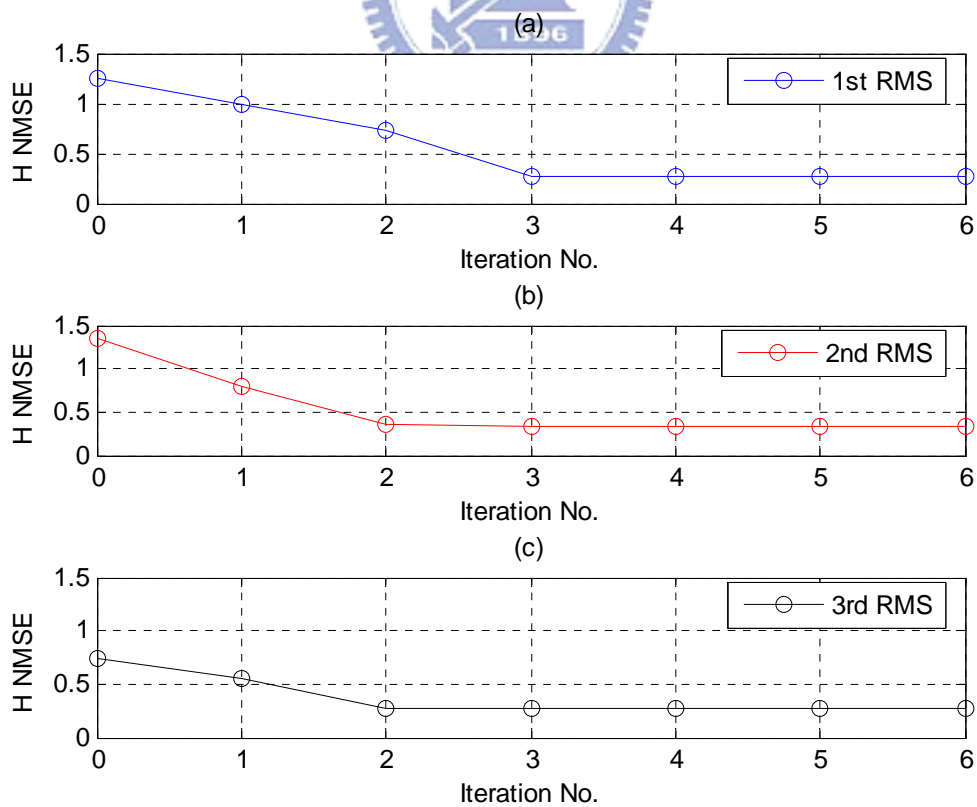


圖 5.16 在 3 個 RMS，通道強度相似的情形下的通道估測 NMSE 圖(頻域觀點)

時域觀點與頻域觀點效能比較

由圖 5.17 中得知，以頻域觀點去估測頻率偏移量的效能較好，即使同時有 2 個 RMS 傳送去估測，也較 EKF 演算法只有 1 個 RMS 估測時較好，因為在 EKF 演算法中，在每一時間點估測中都須更新通道的資訊，而頻域觀點的理論只需要在做 MAI 時使用通道的資訊，所以通道的估測對於 EKF 影響較大，通道估測沒有非常好的情形之下，會使得 EKF 演算法變的不穩定，造成效能降低。不過，頻域觀點的估測時使用到大矩陣(2048 x 2048)的反矩陣來估測，雖然利用遞迴的方法來減少反矩陣使用的次數，但是還是需要高維度的矩陣運算，在計算上仍然會有不小的複雜度。

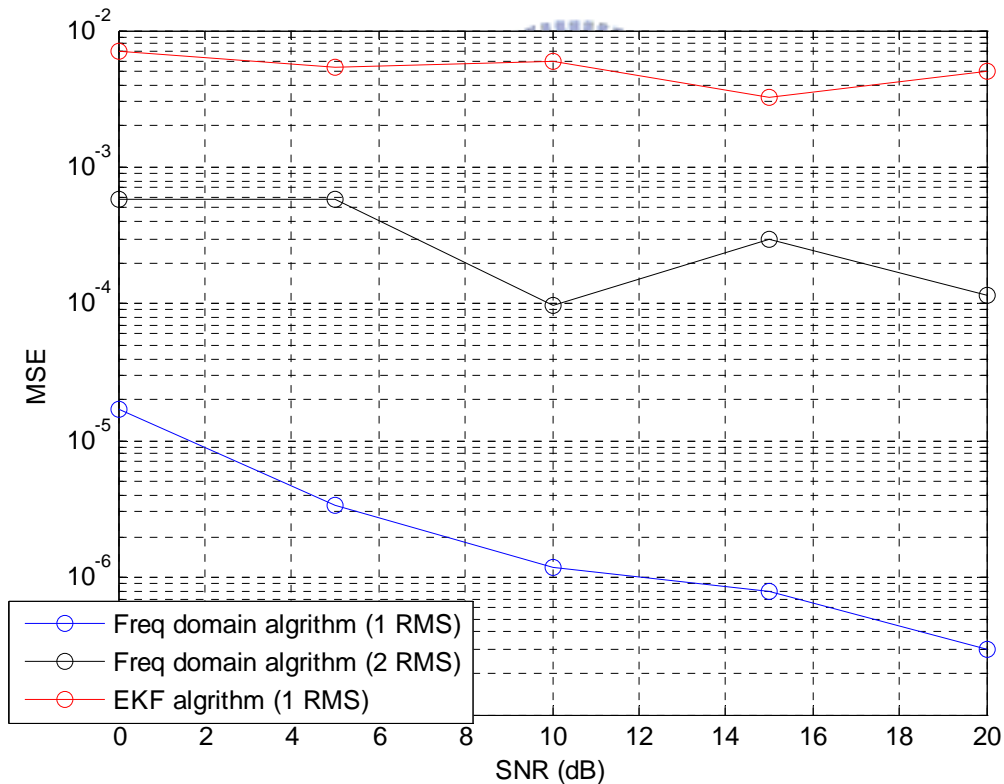


圖 5.17 時域觀點與頻域觀點效能比較圖

第六章 結論

在本篇論文中，首先探討了 IEEE 802.16e 標準中 OFDMA initial ranging 的機制，以及如何執行 ranging 來進行同步，每個使用相同子載波的 RMS 上傳時，經過不同的通道，受到不同頻率偏移量的影響，在接收端時有機會碰撞在一起，增加頻率偏移量估測的困難。

先藉由各個 ranging 碼之間相關性很低的特性，將未知的多路徑通道估測出來，再結合兩種理論來估測頻率偏移量，一種是以時域為觀點，利用 EKF 理論來做估測，在每個時域點時將頻率偏移量以及通道訊息遞迴更新，使得兩者逐漸收斂到最佳值，並利用多用戶干擾消除增加效能；另外一種以頻域為觀點來做估測，將連續兩個頻域 symbol 經過補償後，得到使兩個 symbol 之間差異最小的頻率偏移量，結合通道估測及多用戶干擾消除，遞迴得到最佳的估測值。

經由模擬得知，頻域觀點的理論效能會較 EKF 理論好，因為 EKF 理論較不穩定，需要在每一時間點的估測中都須更新通道資訊，若通道估測沒有很好的情形之下，會造成效能降低，而頻域觀點的理論只需要在做 MAI 時使用通道的資訊，影響較小，但是在計算上卻需用到高維度的運算，由模擬也可知道，通道估測會因為多用戶的傳輸而誤差很大進而影響系統在估測頻率偏移量的效能，所以，如何使通道估測更好，或是將兩種系統的複雜程度降低，都是未來需要研究的目標。

參考文獻

- [1] IEEE Std 802.16e-2005 and IEEE Std 802.16-2004/Cor 1-2005, *IEEE Standard for Local and metropolitan area networks – Part 16: Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems – Amendment 2: Physical and Medium Access Control Layers for Combined Fixed and Mobile Operation in Licensed Bands and Corrigendum 1*. New York, Feb. 2006.
- [2] Hyunsoo Yoon, Linling Kuang, Jianhua Lu, "Carrier Frequency Offset Estimation Using Extended Kalman Filter in Uplink OFDMA Systems" *Communications, 2006 IEEE International Conference on Volume 6, Page(s):2870 – 2874* , June 2006
- [3] Pengfei Sun, Li Zhang, " A Novel Pilot Aided Joint Carrier Frequency Offset Estimation and Compensation for OFDMA Uplink Systems" *Vehicular Technology Conference, 2008. VTC Spring 2008. IEEE , Page(s):963 – 967 ,11-14 May 2008*
- [4] Steven M. Kay; "Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory," prentice hall, international editions
- [5] Zhongren Cao, Tureli, U., Yu-Dong Yao, Honan, P., "Frequency synchronization for generalized OFDMA uplink" *Global Telecommunications Conference, 2004. GLOBECOM '04. IEEE Volume 2, Page(s):1071 - 1075 Vol.2* , 29 Nov.-3 Dec. 2004

- [6] IEEE LAN/MAN Standards Committee , “Channel Models For Fixed Wireless Applications,” Document IEEE.802.16.3c-01/29r4
- [7] Man-On Pun, Shang-Ho Tsai, C.-C.Jay Kuo, “Joint maximum likelihood estimation of carrier frequency offset and channel in uplink OFDMA systems,” Global Telecommunications Conference, 2004. GLOBECOM '04. IEEE, pp. 3748-3752 Vol.6,29 Nov.-3 Dec. 2004
- [8] Sanguinetti L., Morelli M., Vincent Poor H., "An Improved Scheme for Initial Ranging in OFDMA-Based Networks" Communications, 2008. ICC '08. IEEE International Conference on, Page(s):3469-3474, 19-23 May 2008
- [9] 張文輝, “ Adaptive Signal Processing ”
- [10] 張書維, “正交分頻多工傳輸上傳頻率同步,” 國立交通大學碩士論文, 2007
- [11] Alan V. Oppenheim, Ronald W. Schaffer, John R. Buck, Discrete-Time Signal Processing, Prentice Hall, 1989

