

國立交通大學

電信工程學系

碩士論文



正交分頻多工傳輸上傳頻率同步

Orthogonal Frequency-Division Multiple
Access Uplink Frequency Synchronization

研究生：張書維

指導教授：張文鐘 博士

中華民國九十六年八月

正交分頻多工傳輸上傳頻率同步

Orthogonal Frequency-Division Multiple Access

Uplink Frequency Synchronization

研究生：張書維

Student: Shu-Wei Chang

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 of Science
In
Communication Engineering

August 2007

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十六年八月

正交分頻多工傳輸上傳頻率同步研究

研究生：張書維

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 IEEE802.16e 正交分頻多工存取(OFDMA)的上傳頻率同步，在此主要討論為何要做同步、解決的演算法、以及模擬的結論等議題。在估測頻率偏移量時，估測效能會被多用戶干擾以及多路徑衰減(multi-path fading channel)通道嚴重影響估測效能，且要同時準確的估測多個用戶的頻率偏移量時是多維度的問題，所以是屬於高複雜度的運算，在實作系統上幾乎是無法實現的。在此利用 EKF(Extended Kalman Filter)演算法將高維度的問題降低成為單一維度的遞迴式運算的問題，並且結合了 IEEE 802.16e 提供的兩個 initial ranging symbol 讓估測效能可以達到 802.16e 所規定的範圍內。由模擬可以看出我們所利用的估測方法可以有效的在正負 1(經過正規化的頻率偏移量)範圍內的頻率偏移量可以有很好的估測效能，並且可以在 802.16a 以及 802.16e 上都適合利用此種方法來估測頻率偏移量。

OFDMA Uplink Frequency Synchronization

Student: Shu-Wei Chang

Advisor: Dr. Wen-Thong Chang

Department of Communication Engineering

National Chiao Tung University

Abstract

This thesis introduces the frequency synchronization of IEEE 802.16e uplink OFDMA systems. We will discuss why we need to synchronize and algorithms and simulation results. Multi-path fading channel and multiple access interference will degrade the performance of carrier frequency offset estimation in IEEE 802.16e uplink OFDMA system seriously. The exact solution to estimate the carrier frequency offset turns out to be very complex because it is a search for a multidimensional domain. So it isn't suitable for practical system. This thesis will use the Extended Kalman Filter algorithm to estimation carrier frequency offset, this method replace above search with a recursion of one-dimensional search. We shall associate the two OFDMA symbols with EKF algorithm, it can increase our estimation performance inside the range of IEEE 802.16e defined. Simulation results show that it has a good estimation performance inside one (normalized carrier frequency offset), it is also suitable for the 802.16a system and the 802.16e system.

致 謝

兩年研究所生涯終於要尾聲了，能夠順利的完成這篇論文首先要感謝我的指導老師張文鐘博士，您在課業上以及研究上的指導與鞭策，以及讓學生有良好的硬體設施和研究環境，是此篇論文能夠如期完成最關鍵的因素。再來要感謝我的口試委員們：蘇育德教授、鐘嘉德教授及尤信程教授，謝謝你們對此篇論文的指導與建議，使得內容能夠更加完善。

我還要感謝大學同學政鴻、承德、祥倫、依修。每個晚上的聚會以及在一起的歡樂與嬉鬧，可以說是沒有你們的照顧以及幫我疏解壓力，就無法在學業上有好的成果。特別還要感謝我的朋友欣伶，有妳的陪伴，讓我在最後一段枯燥乏味的時間裡多了分色彩。還有研究所的程翔、新華、榮勝、素仙、瑩甄、孟潔，有你們的陪伴在我的研究生生活裡多了點樂趣。

最後，要特別感謝我的家人，有你們當我的後盾，讓我在研究上可以心無旁騖，才會造就今日的我。可以順利的畢業是建立在你們給予我在生活上以及求學處事上的教導，在此說聲感謝你們。

張書維

民國九十六年八月 於新竹

目錄

第一章 序論.....	1
第二章 IEEE 802.16E 標準簡介	3
2.1 IEEE 802.16 簡介	3
2.2 WIRELESSMAN-OFDMA 實體層簡介	4
2.2.1 訊框架構.....	5
2.2.2 子載波分配.....	9
2.2.4 頻率和時間限制.....	19
2.3 介質存取控制(MEDIUM ACCESS CONTROL)層簡介	19
2.3.1 進入網路及初始化.....	20
2.3.2 OFDMA ranging	24
第三章 OFDMA 系統中上傳頻率偏移估測.....	28
3.1 OFDMA 上傳頻率偏移效應.....	28
3.2 OFDMA 上傳頻率偏移估測.....	30
3.2.1 訊號模型.....	30
3.2.2 EKF(Extended Kalman Filter) 演算法.....	32
3.2.3 多用戶干擾消除.....	39
3.2.4 雜訊變異數估測.....	40
第四章 上傳頻率偏移量估測模擬.....	42
4.1 系統參數.....	42
4.2 通道模型	43
4.2.1 高斯雜訊(Gaussian Noise):.....	44
4.2.2 慢速衰減通道(slow fading channel).....	44
4.3 系統模擬圖	45

第五章 結論.....	56
第六章 參考文獻.....	57



表目錄

表格 2.1 下傳通道描述.....	7
表格 2.2 2048-FFT OFDMA 下傳 PUSC 載波分配方式	11
表格 2.3 下傳 PUSC 不同的組所含的 CLUSTERS 數量	12
表格 2.4 2048-FFT OFDMA 上傳 PUSC 載波分配方式	14
表格 4.1 OFDMA 不同 FFT 下系統參數	43
表格 4.2 2048-FFT 系統模擬參數	43
表格 4.3 SUI-4 通道模型參數	44
表格 4.4 傳統 EKF 頻率偏移與收斂關係表	48
表格 4.5 改良型 EKF 頻率偏移與收斂關係表	48



圖目錄

圖 2.2 OFDMA 頻率軸描述	4
圖 2.3 802.16E OFDMA TDD 模式下的上下傳訊框	6
圖 2.4 802.16A OFDMA TDD 模式下的上下傳訊框	6
圖 2.5 上傳通道描述與 UL_MAP 關係圖	7
圖 2.6 由 DL_MAP 知道下傳 BURST 位置圖	8
圖 2.7 有不同載波分配方式的 OFDMA 訊框	9
圖 2.8 OFDMA CLUSTER 架構	12
圖 2.9 上傳 TILE	13
圖 2.10 參數 UL_PERMBase=2 的第 0 個子通道圖	15
圖 2.11 INITIAL/HANDOVER RANGING 時域傳輸訊號	16
圖 2.12 使用兩組連續 INITIAL/HANDOVER RANGING 時域傳輸訊號	16
圖 2.13 PRBS 產生器	17
圖 2.14 第[50,100,150,200]組 RANGING 碼與其他 256 組的相關性	18
圖 2.15 RANGING 傳輸機會圖	19
圖 2.16 SBC-REQ 資訊	22
圖 2.17 SBC-RSP 資訊	23
圖 2.18 加密運作過程圖	23
圖 3.1 由 M 個資料使用者(DATA MOBILE STATION)組成的 OFDMA 上傳架構	29
圖 3.2 由 M 個 DMS 及 K 個 RANGING 使用者組成的 OFDMA 系統	30
圖 3.3 傳統 EKF 演算法遞迴過程圖	37
圖 3.4 產生 KALMAN 增益方塊圖	37
圖 3.5 估測方塊圖	38
圖 3.6 產生最小平均平方差方塊圖	38
圖 3.7 多用戶干擾消除方塊圖	39

圖 4.1 在 802.16A 下頻率偏移估測 MSE.....	46
圖 4.2 在 802.16A 下傳統型 EKF 與改良型 EKF 演算法估測收斂圖.....	47
圖 4.3 傳統型與改良型 EKF 估測效能比較圖.....	49
圖 4.4 傳統型與改良型 EKF 估測收斂圖.....	50
圖 4.5 802.16A 與 802.16E 收斂效能比較圖.....	51
圖 4.6 使用 1 個 SYMBOL 與 2 個 SYMBOL 的估測效能比較圖.....	51
圖 4.7 DMS 的個數對於估測效能影響圖.....	52
圖 4.8 DMS 個數對於收斂速度影響圖.....	54
圖 4.9 在 AWGN 通道下 DMS 個數對於估測效能影響圖.....	54
圖 4.10 在 AWGN 與 SUI-4 通道下 DMS 個數的比較圖.....	55



第一章 序論

隨者使用者對於無線通訊的速度要求越來越高，正交分頻多工存取(OFDMA)的技術被提出並且應用在未來 4G 實體層的基本調變架構，其可以擁有高速度的傳輸速率與對抗多路經衰減通道和可調整每個使用者的頻寬特性，讓其成為無線傳輸中最重要技術。而其是從正交分頻(OFDM)多工技術演變而來的。OFDMA 是讓多個使用者同時使用一個 OFDM symbol，故它可以說是結合了 OFDM 與 FDMA(frequency division multiple access)的技術。其與 OFDM 相差最大的是它可以讓多用戶同時上傳訊號。目前在 IEEE 802.16e 系統下主要提供了三種調變架構如下：

- WirelessMan-SCa: 提供了單載波調變方式
- WirelessMan-OFDM: 使用了正交分頻多工(orthogonal frequency division multiple)技術，並利用 TDMA 來給每個使用者分時上傳 OFDM 訊號。
- WirelessMan-OFDMA: 使用了正交分頻多工存取(orthogonal frequency division multiple access)，它是分配了一組子載波集合給不同的使用者同時上傳訊號

在 OFDMA 系統下，不同使用者同時利用分配到的子通道上傳訊號，所以可以很容易的從頻域上分離出每個使用者的訊號，但是不同的使用者在上傳訊號的途中必定會產生不同的時間延遲以及頻率偏移，而時間延遲及頻率偏移會在接收端造成訊號的互相干擾，要準確的估測出這些參數將是 OFDMA 系統中最大的挑戰之一。

在此篇論文所討論的系統架構均是在 IEEE 802.16e 系統上，上下傳均是使用 WirelessMan-OFDMA。在 OFDMA 下傳是由 BS(base station)進行傳送給所有的使用者，所以下傳訊號可視為單純的 OFDM 訊號，不會造成使用者互相干擾的狀況。但在 OFDMA 上傳則是不同的使用者同時上傳訊號，要估測出各別的時間延遲以及頻率偏移會有很大的難度。在論文[5]中的假設是只需要估測一

個新的使用者，把其他的使用者當作已經做好同步，故不能實際使用在真實系統上。論文[1]則是提供了一個頻率偏移量的估測法，但是它假設了子載波分配必須週期性的分配給所有使用者，並利用 MUSIC 演算法估測出頻率偏移量，但其強迫週期性的分配子載波無法應用於 IEEE 802.16e 上。而論文[3][4]則是利用了 Expectation Maximization 演算法和 alternating projection 演算法去估測頻率偏移量，這兩種演算法主要是將多維度的估測問題降低成為單一維度的估測問題，但所需的運算量還是很龐大。

在此篇論文主要著重在頻率偏移量的估測，因為如果每個使用者有不同的頻率偏移量會造成載波間干擾(inter-carrier interference)和多重存取干擾(multiple access interference)，將會使訊號解調出來的錯誤率大幅增加，本篇論文利用了[2]中的 EKF(extended kalman filter)演算法來進行估測頻率偏移量，但在[2]中因為是使用在 IEEE 802.16a 上傳系統中，與 802.16e 的訊框型式完全不同。在 IEEE802.16e 下主要是利用 initial ranging 來進行同步，利用此演算法有可能會造成效能估測上無法在標準規定的誤差範圍內，所以利用 ranging 多傳一次的 OFDMA symbol 的特性幫助系統提高效能，並且結合了 EKF 演算法，遞迴式估測降低複雜度的特性讓系統在估測頻率偏移量上會有不錯的效能且在複雜度上可以降低許多。

第 2 章主要對於 IEEE 802.16e 的標準進行簡介，我們將會同時介紹 MAC 層以及 PHY 層的部分架構，主要會介紹範圍是之後在第 3 章和第 4 章所需要用到的觀念。第 3 章則是介紹了傳統型 EKF 演算法以及改良型 EKF 演算法如何估測出頻率偏移量。第 4 章則是利用在 IEEE 802.16e 的架構下進行系統的模擬與比較。第 5 章則是結論以及未來要繼續研究的目標。而第 6 章則是此篇論文的參考文獻。

第二章 IEEE 802.16e 標準簡介

這章節主要是參照[16]來介紹 IEEE 802.16e 上下行 OFDMA 系統。我們會針對下面章節所需要的觀念來簡介 IEEE 802.16e，如介質存取控制(Medium Access Control)層的進入網路初始化和 ranging 及實體(Physical)層的子載波分配和 Ranging。

2.1 IEEE 802.16 簡介

IEEE 802.11 標準主要是應用於無線區域網路(Wireless Local Area Network)，與 IEEE 802.11 最大的不同是在於 IEEE 802.16 是應用於無線都會網路(Wireless Metropolitan Area Network)，故在範圍上比 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 802.16 最早在 2001 年 12 月提出，並在 2003 年之前陸續提出了 802.16a、802.16c，在 2004 年提出了 802.16d。802.16d 基本上是對 802.16、802.16a、802.16c 整合並且修訂，然而 802.16d 是屬於固定式的系統，為了可以支援行動通訊的功能，在 2005 年提出的 802.16e 加入了行動功能。

由圖 2.1 可以知道 IEEE 802.16e 主要包含了介質存取控制層及實體層，以下簡介各層主要的功能：

介質存取控制層由高到低主要可以分為 3 個子層如下：

- 特定服務匯流子層(Service-Specific convergence Sublayer):將上層的網路資料進行分類並給予適當的服務流認證(service flow identifier:SFID)及連接認證(connection identifier:CID)。
- 公共部分子層(Common Part Sublayer):負責執行介質存取控制層的核心功能，例如提供了系統存取、頻寬分配、上下傳調變及編碼方式、連線建立及

維護等功能。

- 安全子層(Security Sublayer):主要提供了認證、加密、金鑰交換等安全功能。

在 802.16e 實體層中提供了 4 種規格:WirelessMAN-SC PHY、WirelessMAN-SCa PHY、WirelessMAN-OFDM PHY 和 WirelessMAN-OFDMA PHY，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。在此篇論文上下行都選擇有潛力的 WirelessMAN-OFDMA 來進行介紹與探討。

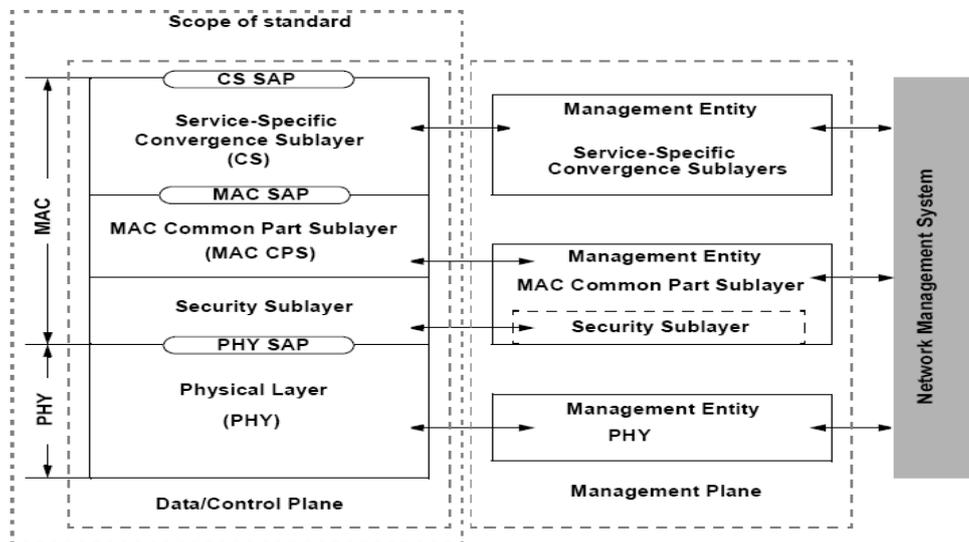


圖 2.1 IEEE 802.16e 協定層

2.2 WirelessMAN-OFDMA 實體層簡介

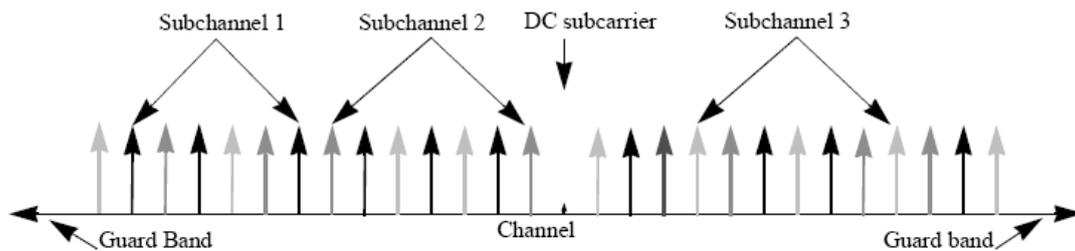


圖 2.2 OFDMA 頻率軸描述

OFDMA 已經成為最近的標準(IEEE 802.16e、802.20)所採用的調變方法。

在下載的 OFDMA 中，不同的 MS 同時接收來自 BS 端的訊號，透過相同大小的 FFT 解調，每個 MS 取出有自己資料的載波，好處是每個子載波可視為平坦衰減 (flat fading)、可適性的調整調變方式/頻寬/傳輸速率和低複雜度的等化器，壞處是對於時間延遲及頻率偏移忍受度很低因為時間延遲會造成符碼間干擾 (inter-block interference) 而頻率偏移會造成載波間干擾 (inter-carrier interference) 和多重存取干擾 (multiple access interference)，所以上傳同步問題是 OFDMA 一大挑戰。

在 OFDMA 系統下，系統會將子載波分成數個子集合且數個子集合合成一個子通道如圖 2.2。在下傳 OFDMA 系統，一個子通道可以分給不同的 MS。在上傳 OFDMA 系統，一個 MS 可以被分配數個子通道，多個 MS 同時上傳資訊給 BS，且每個 MS 所分配到的子載波可以是不連續的如圖 2.2。

2.2.1 訊框架構

OFDMA 訊框架構提供了分時雙工 (Time Division Duplex) 和分頻雙工 (Frequency Division Duplex) 或是半分頻雙工 (half-duplex FDD)，在此都討論以分時雙工為主的 OFDMA 架構。

在 OFDMA PHY 的系統下，一個訊框包含了上傳子訊框及下傳子訊框如圖 2.3，由圖 2.3 中可以看到 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)，其主要功能是用做同步，在前置碼之後第一個連續 4 個子通道，標準稱之為訊框控制表頭 (Frame Control Header)，其調變方式為 QPSK、編碼率 1/2 及編碼方式為 4 重複碼 (four repetition code)，每個訊框控制表頭都包含了 DL_Frame_Prefix，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。

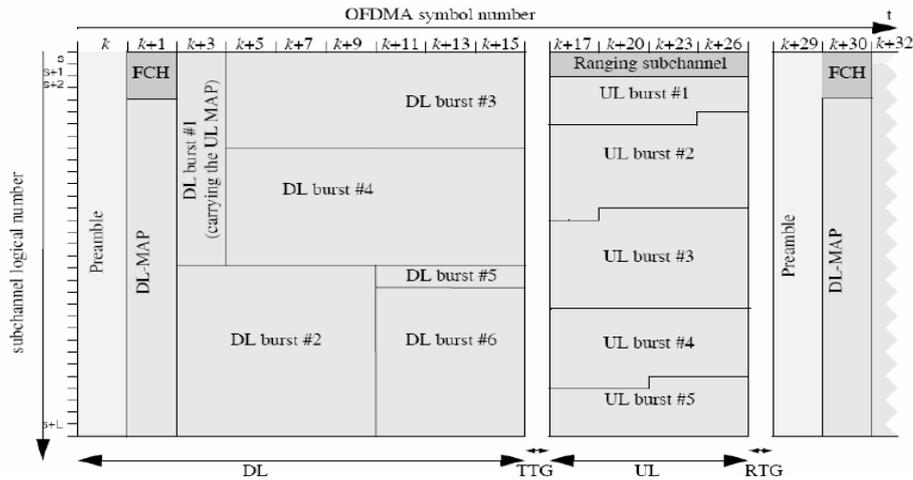


圖 2.3 802.16e OFDMA TDD 模式下的上下傳訊框

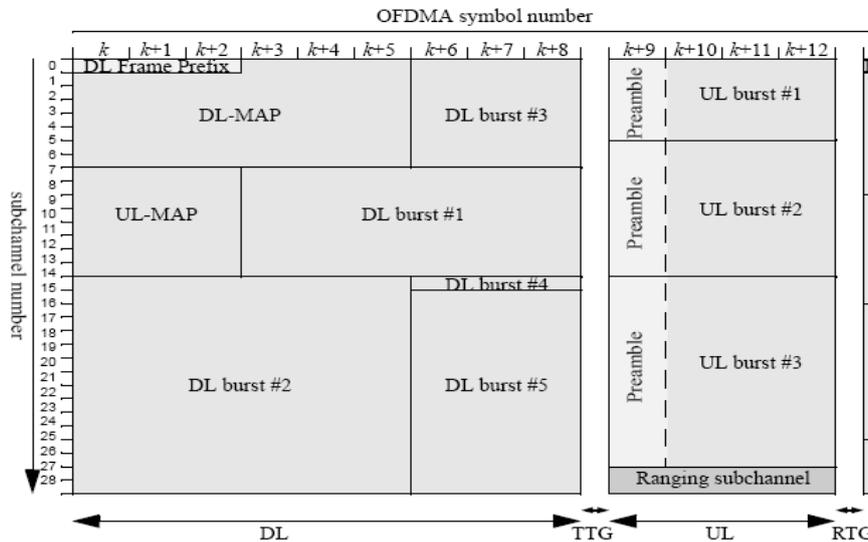


圖 2.4 802.16a OFDMA TDD 模式下的上下傳訊框

圖 2.4 是 802.16a TDD 模式下上下傳訊框，由圖可以看出與 802.16e 最大的差異在於 802.16a 上傳訊框每個使用者均有前置碼(preamble)，而下傳訊框則少了前置碼(preamble)。前置碼的子載波分配方式參考[17]中的圖 128bb。

MS 會從下傳通道描述(Downlink Channel Descriptor)及上傳通道描述(Uplink Channel Descriptor)、DL_MAP 和 UL_MAP 中獲取上下傳傳輸參數，下傳通道描述與上傳通道描述是由 BS 週期性的傳輸，而 DL_MAP 和 UL_MAP 會因下傳通道描述與上傳通道描述中的 Configuration Change Count 的改變而隨之改變。由圖 2.5 可知，當出現上傳通道描述時，UL_MAP 中的 UIUC(uplink interval usage code)會隨者上傳通道描述中的 UIUC 做改變，而 UIUC 是一個 4bit 的資料

並指出上傳 burst 的調變方式。offset 指出了是從哪個位置開始上傳，由此可知每個 burst 均可以有不同的調變方式而調變方式會隨者下傳通道描述或上傳通道描述做不同的更改。

當 MS 讀取到週期性的下傳通道描述時，由表格 2.1 可知，如果 Configuration Change Count 改變，則 MS 會往下讀取 Downlink_Burst_Profile，而 Downlink_Burst_Profile 就含有每個 burst 所要改變的調變方式即 DIUC。DL_MAP 亦會隨者下傳通道描述中的 DIUC 做更改如表格 2.1。而上傳通道描述與下傳通道描述差異最大的地方則是在於上傳通道描述中多了 ranging 的參數。

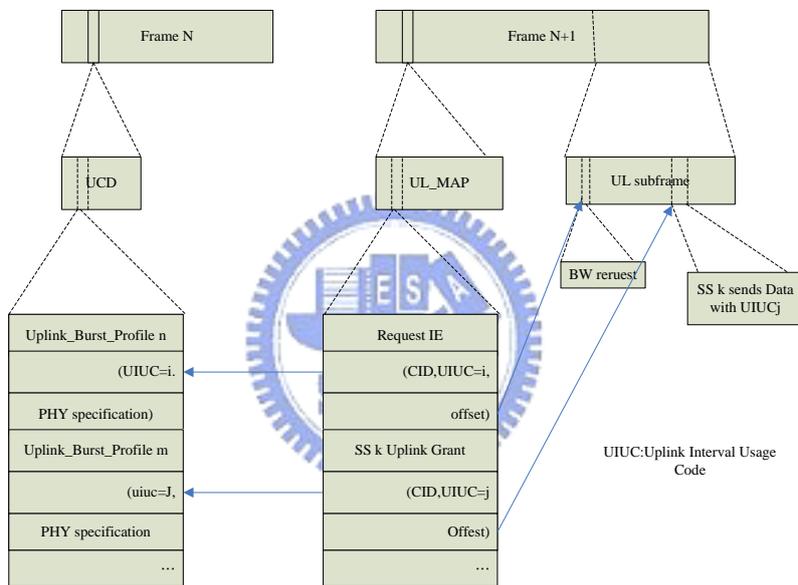


圖 2.5 上傳通道描述與 UL_MAP 關係圖

Syntax	Size	Notes
DCD_Message_Format(){		
Management Message Type=1	8 bits	
reserved	8 bits	Shall be set to zero
Configuration Change Count	8 bits	Increment by one when change
TLV Encoded information for the overall channel	variable	TLV specific
Begin PHY Specific Section{		See applicable PHY subclause
For (i=1,i<=n,i++){		For each downlink burst profile 1 to n
Downlink_Burst_Profile(16)		PHY specific
}}		

表格 2.1 下傳通道描述

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，由前段知道 DL_MAP 由下傳通道描述做週期性的更正。DL_MAP 中最主要是含有下傳 burst 的調變方式，由圖 2.3 得知下傳 burst 是分屬不同的 MS，通常 DL_MAP 均會讓每個不同的 burst 擁有其專屬的 DIUC 以及分配位置，DIUC 是指出了下傳 burst 的調變方式而分配位置通常會包含 OFDMA symbol offset、OFDMA symbol 數量、Subchannel offset 及 Subchannel 數量，由這 4 個參數就可以知道每個 burst 所在的位置如圖 2.6。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。

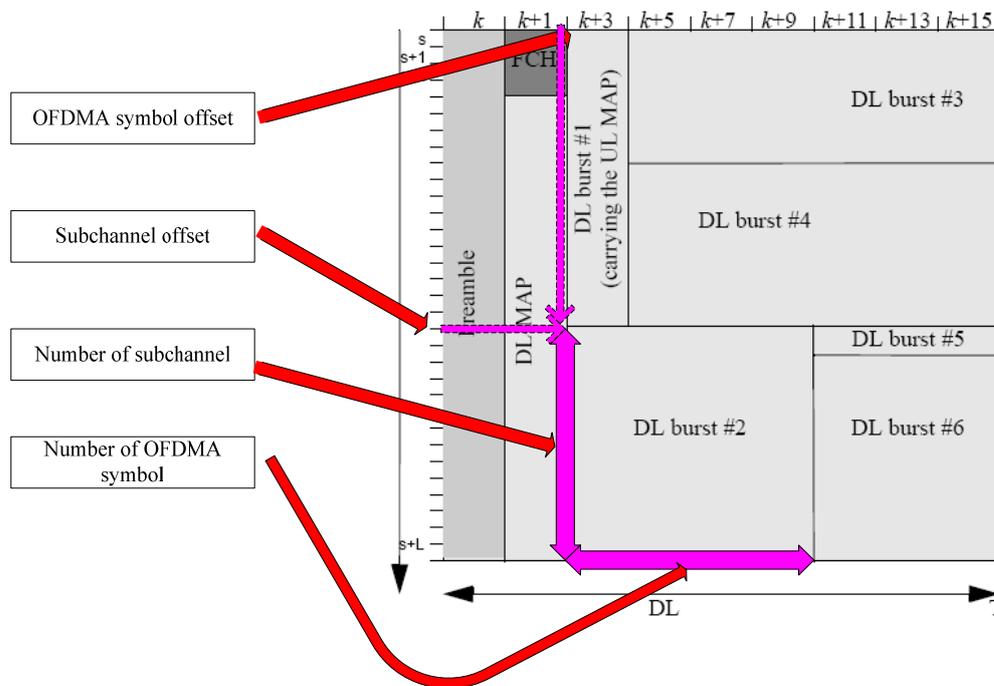


圖 2.6 由 DL_MAP 知道下傳 burst 位置圖

2.2.2 子載波分配

OFDMA 實體層子載波最主要的分配方式有 Partial Usage of Subchannels (PUSC)及 Full Usage of Subchannels(FUSC)如圖 2.7。在此不討論其他的方式如 TUSC 或 AMC。PUSC 是指將部分的子通道給予傳輸者而 FUSC 則是將所有的通道給予一個傳輸者。

一個 OFDMA 的訊框可以有很多的區塊(zones)組合，如 PUSC、FUSC、AMC、和 Optional FUSC，我們可以由圖 2.7 看出緊接在前置碼之後的一定是 PUSC，因為在 MS 收到前置碼之後不會知道第一個區塊的載波分配方式是如何，為了確定 MS 能準確的收到訊框控制表頭、DL_MAP 和 UL_MAP，故將第一個區塊設定為 PUSC，有了 DL_MAP 及 UL_MAP 之後也才能了解之後的區塊分配方式。

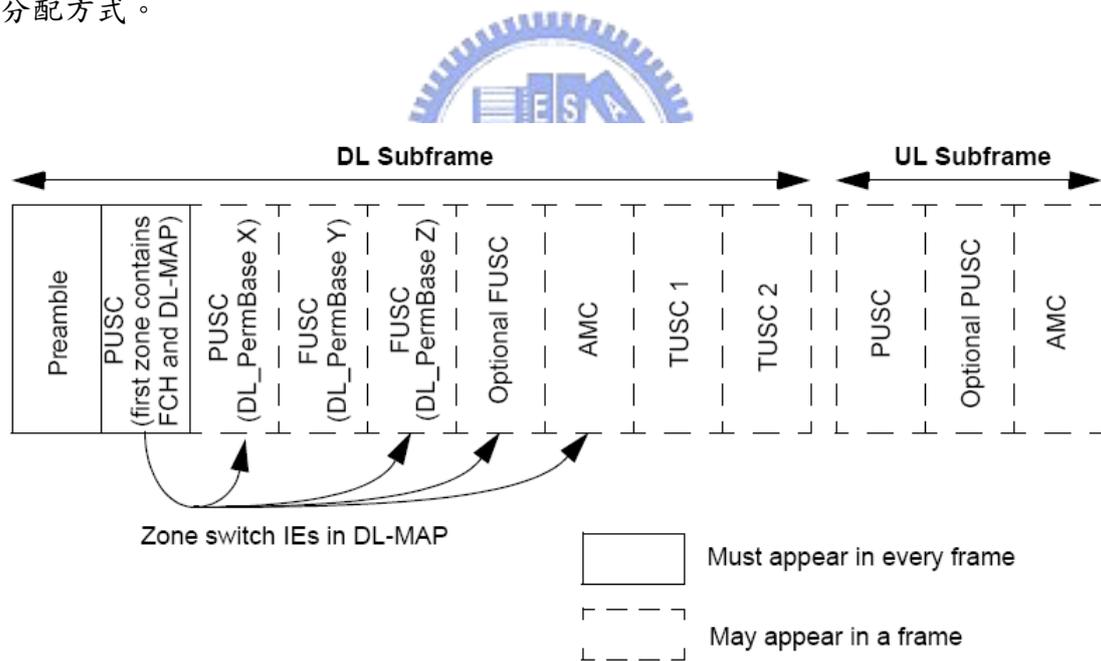


圖 2.7 有不同載波分配方式的 OFDMA 訊框

前置碼(Preamble)

在下載子訊框第一個 symbol 就是前置碼，前置碼有 3 種不同的形式分別配置給 3 個 segments，其調變方式是 BPSK 且是 PN 碼，前置碼 3 種不同的集合由

方程式(2.1)來表示

$$PreambleCarrierSet_n = n + 3 \cdot k \quad (2.1)$$

$PreambleCarrierSet_n$ 代表所有集合裡面的子載波將被分配給前置碼。

n 是指出第幾個前置碼集合， n 可以從 0 到 2 中任選。

k 從 0 依序跑到 567 去製造出 1 個前置碼集合。

前置碼 symbol 在頻譜上左邊跟右邊各留了 172 根子載波空頻帶，每一個 segment 會從 3 個不同的前置碼集合中選出一個當它的前置碼。從[16]中的 table309 的 2048 FFT 模式中知道用於調變前置碼的 PN 碼有 144 組，要選擇哪一組則是依據 segment 以及參數 IDCell。

DL-PUSC

一個 OFDMA symbol 會被分成多個 clusters 和空頻帶，並且會在每個 cluster 上分配子載波以及 pilots，下面表格含有 2048-FFT symbol 結構的參數。

Parameter	Value	Comments
Number of DC subcarriers	1	Index 1024 (counting form 0)
Number of Guard subcarriers, Left	184	
Number of Guard subcarriers, Right	183	
Number of used subcarriers (N_{used})	1681	Number of all subcarriers used within a symbol, including all possible allocated pilots and the DC carrier.
Number of subcarriers per cluster	14	
Number of cluster	120	
Renumbering sequence	1	Used to renumber clusters before allocation to subchannels: 6,108,37,81,31,100,42,116,32,107,30,93,5 4,78,10,75,50,111,58,106,23,105,16,117,3 9,95,7,115,25,119,53,71,22,98,28,79,17,6 3,27,72,29,86,5,101,49,104,9,68,1,73,36,7

		4,43,62,20,84,52,64,34,60,66,48,97,21,91,40,102,56,92,47,90,33,114,18,70,15,110,51,118,46,83,45,76,57,99,35,67,55,85,59,113,11,82,38,88,19,77,3,87,12,89,26,65,41,109,44,69,8,61,13,96,14,103,2,80,24,112,4,94,0
Number of data subcarriers in each symbol per subchannel	24	
Number of subchannels	60	
Basic permutation sequence 12 (for 12 subchannels)		6,9,4,8,10,11,5,2,7,3,1,0
Basic permutation sequence 8 (for 12 subchannels)	4	7,4,0,2,1,5,3,6

表格 2.2 2048-FFT OFDMA 下傳 PUSC 載波分配方式

標準要將載波分配成子通道會依據下列 5 個步驟來執行

1. 由表格 2.2 可得知有 1680 根(去除 DC)子載波會分配給資料以及 pilot，先將 1680 根子載波分成 120 個實體 clusters，故每個實體 cluster 含有 14 根連續子載波。一個 OFDMA symbol 所擁有的 1680 根子載波會被分成 3 個 segment，每一個 segment 含有 20 個子通道，故一個 OFDMA symbol 共會有 60 個子通道且每個子通道含有 28 根子載波。每個子通道含有 2 個 cluster 且每個 cluster 會有 12 根載波分配給資料，2 根載波分配給 pilot。
2. 接下來將每個實體 cluster 做重排(renumbering)成邏輯 cluster，重排的動作會依據方程式(2.2)來執行。

LogicalCluster

$$= \begin{cases} \text{RenumberingSequence}(\text{PhysicalCluster}) & \text{First DL zone, or SC indicator} = 0 \\ & \text{in STC_DL_Zone_IE} \\ \text{RenumberingSequence}((\text{PhysicalCluster} + 13 \times \text{DL_PermBase}) \bmod 120) & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2.2)$$

方程式(2.2)中的第一項是指如果 PUSC 是緊接者前置碼之後的第一個，則將 SCindicator 值設定為 0 並且使用方程式(2.2)中的第一項方程式，其

它則去讀取STC_DL_Zone_IE裡面的 $DL_PermBase$ 值且使用方程式 (2.2) 中的第二項方程式，而 $RenumberingSequence$ 可由表格 2.2 得知。

3. 在把實體 clusters 重排成邏輯 clusters 之後，系統會把邏輯 clusters 分組 (group)，120 個 clusters 將會被分成 6 組，由表格 2.3 可看出每組所擁有的 clusters。由第一步驟可知系統會將子載波分成 3 個 segments，所以會將(0,1)組當成第 1 個 segment，(2,3)(4,5)當成第 2 和第 3 個 segment。

組別	Cluster index	Cluster 數量
0	0-23	24
1	24-39	16
2	40-63	24
3	64-79	16
4	80-103	24
5	104-119	16

表格 2.3 下傳 PUSC 不同的組所含的 Clusters 數量

4. 在經過分組之後，系統會依照 OFDMA symbol 來加上 pilot 到每一個 cluster 上如圖 2.8。

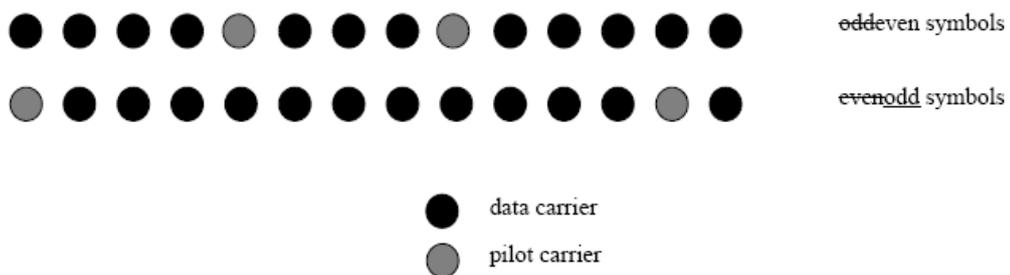


圖 2.8 OFDMA cluster 架構

5. 接下來會以組為單位來進行打散(permutation)的動作，這動作打亂了子載波的排列用以對付頻率選擇衰減通道(frequency selective fading channel)。由表格 2.3 可知一組(group)可能會有 8 個子通道或是 12 個子通道，故將每一組子通道數表示為 $N_{subchannels}$ 且每個子通道含有的子載波

數表示為 $N_{subcarriers}$ ，接下來依據方程式(2.3)單獨打散每一組裡面的子載波。

$$subcarrier(k,s) = N_{subchannels} \cdot n_k + \{p_s[n_k \bmod N_{subchannels}] + DL_PermBase\} \bmod N_{subchannels} \quad (2.3)$$

其中

- $subcarrier(k,s)$ 是指第 s 個子通道中的第 k 個子載波
- $n_k = (k+13*s) \bmod N_{subcarriers}$ ， s 是指子通道集合 $[0, \dots, N_{subchannels} - 1]$ 中的參數， K 是指子載波集合 $[0, \dots, N_{subcarriers} - 1]$ 中的參數
- $p_s[j]$ 是指將表格 2.2 中的 permutation sequence 向左循環位移(cyclic shift) j

次

- $DL_PermBase$ 是從 0 到 31 的正整數，由 DL_MAP 中得知。

UL-PUSC

在上傳 OFDMA PUSC 下，一個 burst 是由一個子通道以及 3 個 symbol 所組成，並且包含了 48 根資料載波以及 24 根固定的 pilot 載波，一個上傳子通道是由 6 個 tiles 所組成，每個 tile 包含了 4 個子載波如圖 2.9。

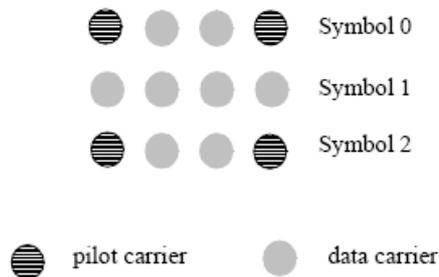


圖 2.9 上傳 tile

Parameter	Value
Number of subcarriers	1
N_{used}	1681
Gard 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
$N_{subchannels}$	70
$N_{subcarriers}$	48
Number of tiles	420
Tiles per subchannel	6

表格 2.4 2048-FFT OFDMA 上傳 PUSC 載波分配方式

依據表格 2.4 中可得知，1680(去除 DC 載波)根子載波分成 420 個 tiles，並且將 6 個 tile 分給一個子通道，分配的規則會下依列 2 個步驟來執行。

1. 將 420 個 tiles 分成 6 組(groups)，故每組包含了 70 個連續的 tiles。
2. 從方程式 2.4 中取出選出 6 個 tiles 當成一個子通道。

$$Tile(s, n) = 70 \cdot n + (Pt((s + n) \bmod 70) + UL_PermBase) \bmod 70 \quad (2.4)$$

- Tile 是指實體 tile 的位置(從 0 開始)
- n 是指第幾組，其值是從 0 到 5 依序帶入方程式(2.4)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

我們舉個例子來算出第 0 個子通道所分配到的 tiles，參數 UL_PermBase 設為 2，先將 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 2 可以得到{8,50,60,59,52,3}，最後我們將六個數字分別加上{0,70,140,210,280,350}故可得最後實體 tile 得位置{8,120,200,269,332,353}如圖 2.10

將實體 tile 配置成邏輯 tile 給予一個子通道，資料子載波的排列會依據下列兩個步驟來執行。

1. 當系統將 6 個邏輯 tiles 給予一個子通道後，依據圖 2.9 中 pilot 的排列方式將 pilot 依序分配給每一個 tile，由以上可得知將會有 48 根子載波分配給資料。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，故我們可以知道資料子載波索引會從 0 到 47 如圖 2.10。

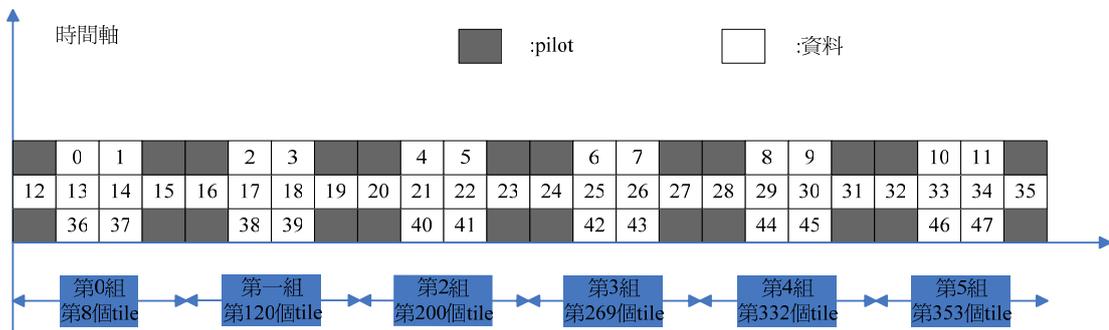


圖 2.10 參數 UL_PermBase=2 的第 0 個子通道圖

2. 在知道資料子載波的位置之後，再依序把資料載到資料子載波上，依據方程式(2.5)可以把 48 個資料載到子載波上。

$$Subcarrier(n, s) = (n + 13 \cdot s) \bmod N_{subcarriers} \quad (2.5)$$

- $Subcarrier(n, s)$ 是指算出來資料載波的參數，可由圖 2.10 得知載波位置。
- n 是指從 0 跑到 47 去算出資料應該擺的位置。
- s 是指第幾個子通道。

我們舉個例子來將 48 個資料放進第一個子通道，由方程式(2.5)可以算出 48 個資料應該擺的位子 {13,14,.....47,0,1.....,12}，故我們就將資料依位子放入圖 2.10 所指出的位置。

Ranging

initial/handover ranging

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，子載波分配方式定義於 2.2.2。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，MS 會從 BS 設定的多組 ranging 碼中隨機選擇一組 ranging 碼，且每個 MS 在 ranging 通道上的訊號均是由 BPSK

來調變。

Initial ranging 碼是用作於一個 MS 要初始化進入網路，而 handover ranging 碼則是在 MS 要進行 handover 時對目標 BS 進行 ranging 動作所需要的碼。一個 initial/handover ranging 訊號是由 2 個或 4 個連續的 OFDM symbol 組成，2 個連續的 OFDMA symbol 都是用一樣的 ranging 碼。圖 2.11 是 initial ranging/handover ranging 在時域上傳輸訊號圖，可以看出第 2 個 symbol 所複製的點數與第一個 symbol 循環字首(cyclic prefix)擺法不同是因為要讓兩個 symbol 之間的角度為連續。

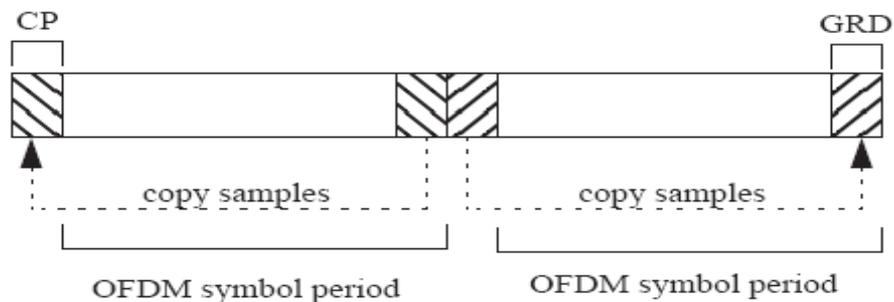


圖 2.11 initial/handover ranging 時域傳輸訊號

BS 會分配給 MS 連續兩個 initial/handover ranging 的空間，故 MS 可以連續傳輸兩組 initial/handover ranging 碼如圖 2.12

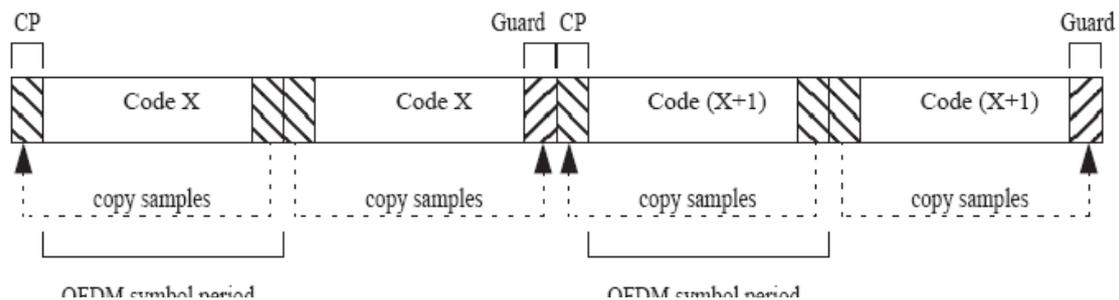


圖 2.12 使用兩組連續 initial/handover ranging 時域傳輸訊號

Ranging 碼

Ranging 碼是二元碼並且是一種 PN(pseudonoise)碼，其是由 PRBS 產生如圖 2.13，並且其產生多項式(generator polynomial)為 $1 + X^1 + X^4 + X^7 + X^{15}$ 。PRBS 產生器會藉由 $[b14\dots b10]=0,0,1,0,1,0,1,1,s0,s1,s2,s3,s4,s5,s6$ ， $s6$ 是 PRBS 的最低有效位(LSB)，而 $s0:s6$ 是由 UL_PermBase 定義。

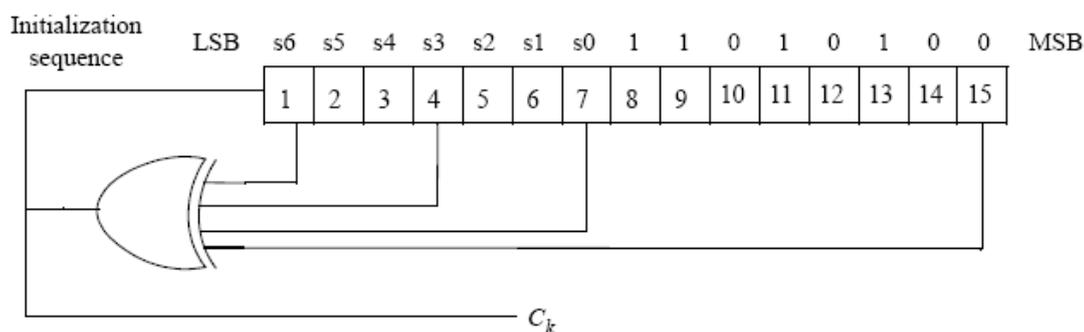


圖 2.13 PRBS 產生器

Initial ranging 碼是由 PRBS 產生出 C_k 型成一連串的 PN 序列，其每組 ranging 碼的長度均是 144 個位元。這些位元會被調變在由 6 個連續子通道型成的 ranging 通道，會從最低的子載波開始放上去。由 2.2.2 的 UL_PUSC 知道 6 個子通道所含的子載波有 144 根，故最低的位元將會對應到最低的子載波而最高的位元會對應的最高的子載波。

舉例而言，我們假設 $UL_PermBase=0$ 而最先由 C_k 所產生出來的 144 個位元就是我們的第一組 ranging 碼，第一組碼字為 00110000010001.....，而下一組 ranging 碼則為由 C_k 產生出第 145 到第 288 個碼字。由 PRBS 所產生出來的 ranging 碼每組之間相關性非常低。我們在這邊舉 $[50,100,150,200]$ 且 $UL_PermBase=0$ 的 ranging 碼來驗證這 4 組碼字與 256 組碼字的相關性，由圖 2.14 可得知除了與自己相關性最大，跟其他 255 組相關性都非常低。

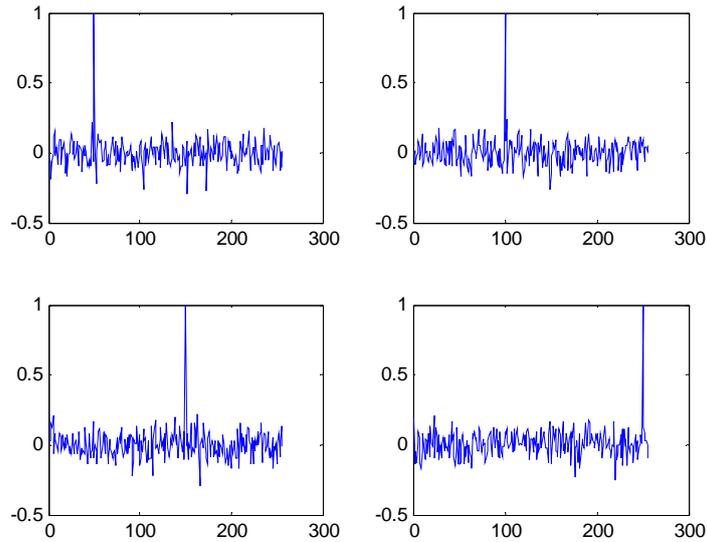


圖 2.14 第[50,100,150,200]組 ranging 碼與其他 256 組的相關性

多個要進入網路的 MS 有機會選擇在一個 ranging slot 中傳輸 ranging 訊號，而 BS 端可以把碰撞在一起的訊號分別估測出來並且知道各個 MS 所需要調整的參數(時間延遲、頻率偏移、功率)，而 BS 亦可獲得通道振幅響應(channel impulse response)，而從 BS 獲得調整參數之後，MS 可以有效的去調整其時間延遲、功率、頻率偏移去提升系統效能。

Ranging 傳輸機會(ranging slot)大小

Ranging 傳輸機會大小是由 N_1 個 OFDMA symbols 以及 N_2 個 OFDMA 子通道所形成， N_1 可以由 1、2、3 或 4 個 symbol 組成，而 N_2 可以由 6 或 8 個子通道組成， N_1 及 N_2 是由 UL_MAP 定義。

由 BS 所給予的 ranging 頻寬配置被分成數個 ranging slots，其大小由 N_1 個 OFDMA symbol 及 N_2 個子通道組成。我們可以由圖 2.15 得知，第一個 ranging slot 是由 ranging 頻寬配置中的第一個 symbol 以及第一個子通道開始，而下一個 ranging slot 則是相同子通道且再往下加 N_1 個 symbol 直到到達時間軸上 ranging 頻寬配置的尾端，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 開始如圖 2.15。ranging slot 並不一定要把所有 BS 給的頻寬配置佔滿，可

以留一段空間讓 ranging 訊號與資料訊號可以有一段區隔去降低干擾。

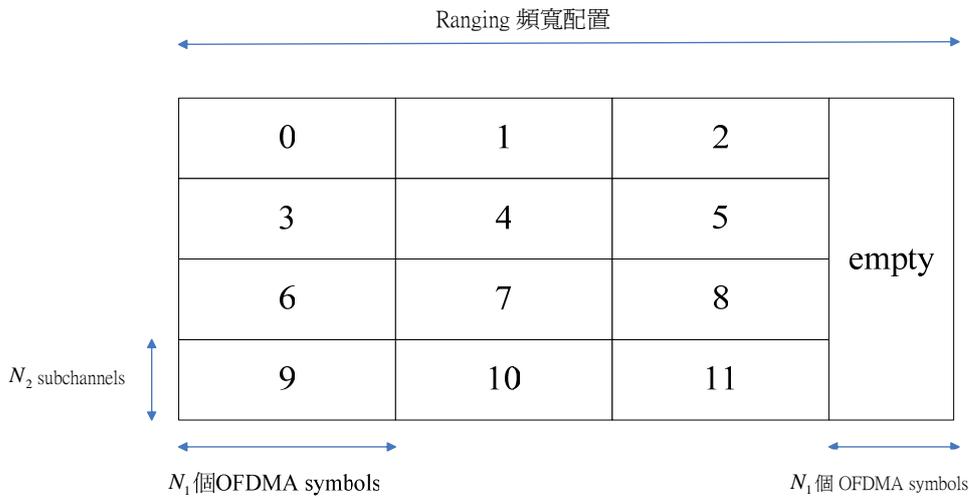


圖 2.15 ranging 傳輸機會圖

2.2.4 頻率和時間限制

對於 MS，其傳輸的資料在傳輸中心頻率以及 symbol 取樣頻率必須被同步，且要與 BS 的中心頻率和 symbol 取樣頻率鎖住，其容忍度最大不能超過 2% (相對於一個子載波區間正規化的頻率偏移量) 和 5ppm symbol 取樣頻率。

MS 在上傳資料時必須將頻率鎖住在上文所說的範圍內，如果 MS 與 BS 失去同步，則要傳遞的資料將延遲上傳並且再與 BS 同步。

所有的 MS 必須獲得及調整他們的時間，如此才可使所有 MS 訊號同時達到 BS，到達 BS 的時間準度必須在 $\pm 50\%$ 的最小保護區間 (guard interval) 內。

2.3 介質存取控制 (Medium Access Control) 層簡介

由 MAC 層的分類可知，特定服務匯流子層提供了將上層資料整合成 MAC SDU (service data unit) 給公共部分子層，亦提供了將上層資料做分類的動作給予適當的 SFID 和 CID。在資料通訊中，BS 跟 MS 的連接均是靠 CID，而 CID 是

一個 16bit 的數字，故可以知道在上傳與下載均可能有 64K 個 CID，SFID 則是將上層來的 SDU 做分類給予特定的 QoS，SFID 是一個 32 個 bit 的數字，故可知多個 SFID 可以對應到一個 CID，一個 MS 可以擁有數個 CID。

2.3.1 進入網路及初始化

當一個新的 MS(Mobile Station)或是一個遺失掉訊號的 MS 都會去作進入網路及初始化的動作，通常會執行下列動作。

搜尋下傳通道和與 BS 建立同步

當 MS 端正要進路網路或長時間沒收到訊號，這時就會開始找尋下傳通道，如果失敗，MS 端會再去尋找有可能的下載頻率直到找到合適的下傳通道。

一但達到實體層同步意味者 MS 已經知道了載波頻率、序文(preamble)及訊框控制表頭 (FCH)，接下來就會進行 MAC 層的同步。一但 MS 端可以獲得至少一個 DL_MAP 的資訊且可以去解出下傳 burst 的資訊後就可以稱做為 MAC 同步。MS 要保持 MAC 同步只要可以持續的接受到 DL_MAP 和下傳通道描述(DCD)即可，如果在 DL_MAP 區段內(600ms)沒收到 DL_MAP 或是在 $T1(5*DCD)$ 最大間距)時間內沒收到下傳通道描述(DCD)，MS 就會重新建立同步。

獲得傳輸的參數(從上傳通道描述中(UCD)取得)

在進行同步過後，MS 會等待上傳通道描述(UCD)，由 2.2.1 可知道上傳通道描述(UCD)是由 BS 讓 MS 知道上傳所需的參數。上傳通道描述(UCD)是由 BS 週期性的廣播出去讓 MS 可以週期性的收到所需改變上傳的參數。

MS 會去等待接收頻寬配置圖(bandwidth allocation map)去開始上傳訊號，而 MS 最剛開始會上傳的訊號就是 initial ranging symbol。如果在 UL_MAP 區段內(600ms)沒收到 UL_MAP 或是在 $T12(5*UCD)$ 最大間距)內沒收到上傳描述通道(UCD)或是執行 initial ranging 失敗，MS 就會重新搜尋下傳通道。

執行 initial ranging

執行 initial ranging 主要是去調整 MS 上傳的參數如時間延遲、功率和頻率偏移等參數，藉此維護 MS 與 BS 之間的通訊品質。在 OFDMA PHY 下，每個 MS 時間延遲以及頻率偏差均不同，到達 BS 的訊號會因此而產生干擾，而功率經過頻率選擇衰減通道(frequency selective fading channel)後每個 MS 的功率大小差異太大會造成在估測時的效能降低，故執行 initial ranging 主要的目的是維護 MS 與 BS 之間的通訊品質。

由 2.3.1.得知 MS 會先取得下傳通道並進行同步，接者再讀取上傳通道描(UCD)中的參數。接下來 MS 會讀取 UL_MAP 中的 initial ranging 區段。BS 會分配一段 initial ranging 區段，其中包含了一個或是多個的傳輸機會(ranging slot)。在 OFDMA PHY 下，MS 第一會先送出由 2.2.3 定義的 ranging 碼在 BS 分配的傳輸機會上，在此因為它們的低相關性所以將此 ranging 碼又稱做 CDMA 碼。

MS 會針對 initial ranging 算出最大傳輸功率如方程式(2.6) 其中的 $EIR_X P_{IR,max}$

$$P_{TX_IR_MAX} = EIR_X P_{IR,max} + BS_EIRP - RSS \quad (2.6)$$

和 BS_EIRP 是從下傳通道描述(DCD)中獲得，RSS 則是從 RSSI 算出。如果 MS 收到天線增益與傳輸天線增益不同，則要用方程式(2.7)

$$P_{TX_IR_MAX} = EIR_X P_{IR,max} + BS_EIRP - RSS + (G_{RX_SS} - G_{TX_SS}) \quad (2.7)$$

其中 G_{RX_SS} 是 MS 收到天線增益， G_{TX_SS} 是傳輸天線增益

在 OFDMA 下，MS 會傳輸 CDMA 碼，其功率必須低於由 MS 算出 $P_{TX_IR_MAX}$ 。如果在一段時間內 MS 沒收到回應則會再重新選擇一組新的 CDMA 碼並且加大功率在下依次傳輸機會中傳輸。如果 MS 收到 REG-RSP 且其中包含了 MS 傳送得 CDMA 碼參數且狀態是繼續(continue)的話，MS 會認為此次傳送的 CDMA 碼是不成功但其中還是會有包含需要調整的資訊且會選定別的 CDMA 碼在一定的延遲後重新傳出。如果 MS 收到的 UL_MAP 中包含了

CDMA_Allocation_IE 的資訊且 MS 從 CDMA_Allocation_IE 中可以找到 MS 傳送的 CDMA 碼的參數，我們將之稱為 initial ranging 成功，initial ranging 成功之後 MS 會再送出 REG_REQ 去要求 BS 給予頻寬分配。

一旦 BS 成功收到 REG-REQ，BS 會利用 initial ranging CID 回送 REG-RSP，且 REG-RSP 中會包含了功率調整、頻率偏移調整和時間延遲調整等數值。接者 BS 會再釋放一段 initial ranging 區段去讓 MS 繼續去做 ranging，除非 REG-RSP 中說明 initial ranging 成功，如果是成功則 ranging 程序就結束。

BS 會回覆額外的 REG-RSP 給 MS 去調整細微數值，REG-REQ/RSP 會不斷的重複直到 REG-RSP 中狀態是成功(successful)的通知或是 BS 直接取消，如果 REG-RSP 中狀態是繼續(continue)，MS 會等待 BS 給的 initial ranging 區段，MS 會利用這區段去傳送另依個新的 REG-REQ。一旦 ranging 成功，MS 就可以加入一般資料上傳。



協調基本的能力(Negotiate basic capabilities)

在 ranging 完成之後，BS 會等待 SS 傳輸 SBC-REQ(SS Basic capabilities Request)告知 BS 其所需要的功能，而 BS 在收到 SBC-REQ 之後會回傳 SBC-RSP 其所要求的功能是否被允許。

Syntax	Size	Note
SBC-REQ_Message_Format() {		
Management Message Type = 26	8 bits	
TLV Encoded Information	variable	TLV specific
}		

圖 2.16 SBC-REQ 資訊

Syntax	Size	Notes
SBC-RSP_Message_Format() {		
Management Message Type = 27	8 bits	
TLV Encoded Attributes	variable	TLV specific
}		

圖 2.17 SBC-RSP 資訊

圖 2.16、2.17 中可看出 SBC-REQ 和 SBC-RSP 均有 TLV Encoded information 在此資料中均含了以下幾樣資訊:

1. 頻寬配置:提供了分時雙工和分頻雙工或是半分頻雙工當選擇
2. 實體參數:其 SSTTG 和 SSRTG 的長度(us)
3. 最大傳輸功率:在 BPSK、QPSK、16QAM、64QAM 的最大傳輸功率

認證 SS 及金鑰的交換(Authorize SS and perform key exchange):

SS 通常是利用 PKM(key management protocol)協定去做認證及金鑰的交換。



圖 2.18 加密運作過程圖

由圖 2.18 可知在每個 BS 及 SS 在最初都有其各自固定的 Public Key，而 SS 利用自己的 Public Key 來加密 BS 傳出的 AK，SS 再將加密過的 AK 導出 KEK，BS 會再傳出由 KEK 加密過的 TEK 給 SS，如此 BS 跟 SS 都可以知道 TEK 的資訊藉此來加密資料。此方法與 802.11 最大的不同在於 BS 可以週期性的換 KEY。

執行認證和建立 IP 連線(registration and Establish IP connectivity):

MS 會傳送 REG-REQ 的資訊給 BS 如果 BS 有收到則會回 REG-RSP 給 MS 其中包括了 Secondary Management CID 等資訊而 MS 跟 BS 必須達成使用哪種 IP version 的協議，在認證過後，MS 會利用 DHCP 的機制(在 Secondary Management CID 上傳送)去獲得 IP 位址及其他 IP 連線資訊。

建立連線(Set up connections):

基本上在建立連線前要先提供一個服務流(service flow)給 MS 以便於讓 BS 傳送 DSA-REQ(dynamic service addition request)給 MS，(例如一個 FTP 站開啟需要傳送 DSA-REQ，必須要預先給一個管道傳送 DSA-REQ，所以建立連線前都會先提供一個 service flow)，而 MS 會回一個 DSA-RSP(dynamic service addition response)給 BS 建立一個新的服務流(service flow)。



2.3.2 OFDMA ranging

WirelessMAN-OFDMA PHY 描述了 ranging 子通道以及 ranging 碼集合，ranging 碼子集合的分配是由上傳通道描述(UCD)分配給 initial ranging、periodic ranging 和頻寬要求，BS 可以藉由知道 ranging 碼來得知 MS 是做何種要求。Ranging 子通道描述在圖 2.4、ranging 碼是隨機選擇而由 2.2.3 得知如何產生並且調變在 ranging 子通道，接者會隨機選擇 ranging slot 在上傳子訊框中傳輸。接下來會介紹有關於 MAC 對於 ranging 所做的處理方式。

initial ranging

一個 MS 在執行 initial ranging 通常會進行下列步驟。

- MS 在取得下傳同步與得到上傳參數後，MS 會隨機選擇一組 ranging slot(利用截斷二進制指數後退演算法(truncated binary exponent)去防止再次碰撞的可

能)及一組 ranging 碼(CDMA 碼)開始執行 initial ranging。

- BS 並不會告知特定的 MS 去傳送 REG-REQ，因此一但 BS 成功收到一組 ranging 碼，BS 將會廣播 REG-RSP，其中包含收到的 initial ranging 碼以及 initial ranging 碼所在的 ranging slot 等資訊。REG-RSP 是讓 MS 去確認是否與它所送的 initial ranging 碼符合，其中的資訊包含了所有需要調整的參數(時間延遲、功率、頻率偏移)和狀態。
- 一但收到狀態是繼續(continue)的 REG-RSP，MS 將會繼續做 ranging 的動作，MS 會隨機選擇一組 periodic ranging 碼且在 periodic ranging 上的 ranging slot 隨機選擇並且傳送 REG-REQ。
- 當 BS 成功收到 REG-REQ，且送出的 REG-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 CMDA 碼及 ranging slot 以及提供一段時間讓 MS 上傳 REG-REQ 的訊息，故 MS 可以在 BS 給定的時間送出 REG-REQ 要求頻寬。
- Initial ranging 過程在接受到 REG-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 均會等待 T3(200ms) 接收 REG-RSP 及 UL_MAP 中的 CDMA_Allocation_IE。

在收到 REG-ESP 之後，MS 會依據裡面的參數來做調整(傳輸功率)，而調整會依據下面幾個限制來執行。

- 1) 所有的參數在執行 ranging 過程中均須符合規範。
- 2) MS 傳輸功率初始值必須依照我們在 2.3.1 中規範的傳輸功率來做設定，除非系統已經設定了固定的初始值且此初始值符合規範。
- 3) 要將低功率或是升高功率都必須依據 REG-RSP 中的參數。
- 4) 如果升高功率到達最大值且沒收到 REG-RSP，則 MS 會將功率降到最小值並繼續執行 ranging。

periodic ranging

一個 MS 在執行 periodic ranging 通常會進行下列步驟

- MS 會隨機選擇一組 ranging slot(利用截斷二進制指數後退演算法(truncated binary exponent)去防止再次碰撞的可能) 及一組 ranging 碼(CDMA 碼)開始執行 periodic ranging。
- 如果 MS 沒有收到回應，則 MS 會送一組新的 periodic ranging 碼在另一合適的 periodic ranging slot 上以及增加傳輸訊號的功率直到最大值 $P_{TX_JR_MAX}$
- BS 並不會告知特定的 MS 去傳送 REG-REQ，因此一但 BS 成功收到一組 CDMA periodic ranging 碼，BS 將會廣播 REG-RSP，其中包含收到的 periodic ranging 碼以及 periodic ranging 碼所在的 ranging slot 的資訊。REG-RSP 是讓 MS 去確認是否與他所送的 periodic ranging 碼符合，其中的資訊包含了所有需要調整的參數(時間延遲、功率、頻率偏移)和狀態。
- 一但收到的 REG-RSP 中的狀態是繼續(continue)，代表系統效能不夠好，MS 將會馬上隨機選擇另一組 periodic ranging 碼傳送給 BS 繼續 periodic ranging 的動作。如果狀態是成功(success)，則 MS 會持續等待 T4(35s)之後再傳送一組新的 periodic ranging 碼。

ranging 可以分為競爭式 ranging 和非競爭式 ranging 介紹如下。

非競爭式 ranging:非競爭式 ranging 是 BS 已經預先提供一段頻寬給 MS，在 2.3.2. 中可知，當 initial ranging 成功之後，BS 會給 MS 一段期間讓 MS 去要求頻寬，而 MS 就會在這期間上傳 REG-REQ，故不會發生碰撞也不需要跟其他 MS 競爭。

競爭式 ranging:通常競爭式 ranging 是用在 MS 第一時間要進入網路所用的方式，MS 剛與 BS 取得同步後，BS 不會提供頻寬資源給 MS，但會廣播出一段 initial ranging 區段，其中包含了一個或多個的傳輸機會讓要進入網路的 MS 進行 ranging。MS 會隨機傳輸一組 REG-REQ(CDMA 碼)在傳輸機會上(ranging slot)。

如果有兩個 MS 選擇同一組 CDMA 碼和 ranging slot 則會發生碰撞造成 BS 無法正確分離訊號，在此是利用競爭分辨率(截斷二進制指數後退演算法)來解決訊號碰撞問題。



第三章 OFDMA 系統中上傳頻率偏移估測

正交分頻多工存取技術(OFDMA)是基於正交分頻多工技術(OFDM)所提出的技術。OFDMA 是將所有載波依 2.2.2 節提出的方法分成數個子通道，再將子通道分配給每個使用者。在 OFDMA 下傳，一個子通道內的訊號中可以含有要給多個使用者的資訊，而在 OFDMA 上傳，每個使用者被分配到一個以上的子通道且依據 BS 給的頻寬配置同時間上傳訊號。由上述可知 OFDMA 比起 OFDM 最大的好處在於可以動態的配置頻寬依照每個使用者不同的要求。

為了要去支援 OFDMA 讓多個使用者同時上傳，在接收端會出現很多問題，如 BS 必須讓使用者上傳訊號功率必須差不多，且每個使用者上傳訊號會有其分別的時間延遲以及頻率偏移，這均是 BS 必須克服的問題。

3.1 OFDMA 上傳頻率偏移效應



在 OFDMA 系統中，不同的使用者同時間傳輸資料訊號給 BS，故上傳同步問題在 OFDMA 系統中是最具挑戰的問題。我們在此討論頻率偏移對於 OFDMA 系統造成的影響。

由圖 3.1 可以得知，每個資料使用者(Data mobile station)在上傳資料時均會因都卜勒效應而有其各自的頻率偏移量，由於不同的使用者的頻率偏移量均不相同，故在接收端經由 BS DFT 出來的訊號會產生載波間干擾(inter-carrier interference)和多重存取干擾(multiple access interference)，在此將在下面導出頻率偏移量對於 BS 所造成的干擾。

由圖 3.1 可以看出 M 個資料使用者均會依照其所分配到的子通道進行調變，在此設定總共有 N 個子載波且第 m 個使用者所擁有的子通道的子載波表示為 $\Gamma_m = \{k_1^m, k_2^m, \dots, k_{p_m}^m\}$ ，其中 P_m 表示第 m 個使用者所擁有的子載波個數，由於系

統假設的 K 個使用者均是傳遞資料故在子載波上並不會有機會重複使用，故如果 $i \neq j$ 則 $\Gamma_i \cap \Gamma_j = \Phi$ ， Φ 代表空集合

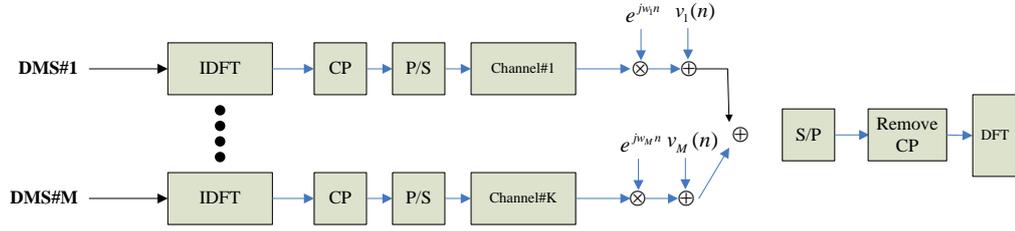


圖 3.1 由 M 個資料使用者(Data mobile station)組成的 OFDMA 上傳架構

在此設定 $X_i^m(k_p^m)$ 代表第 m 個使用者的第 i 個 symbol 的第 p 個子載波資料，經過 IDFT 和加上字首循環(cyclic prefix:CP)之後的第 m 個 DMS 的第 n 點時域訊號 $s_m(n)$ 表示如方程式(3.1)，

$$s_m(n) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{p=1}^{P_m} X_i^m(k_p^m) \exp(j \frac{2\pi n k_p^m}{N}) & n=0 \dots N-1 \\ s_m(n + N_g) & n=-N_g \dots -1 \end{cases} \quad (3.1)$$

其中 N_g 代表了字首循環的長度，通常假設長度會大於最大通道延遲和傳輸延遲的總和。圖(3.1)中的頻率偏移量 $\exp(jw_m n)$ 中的 w_m 定義為 $\frac{2\pi\varepsilon_m}{N}$ ， ε_m 是第 m 個經過正規化(相對於一個子載波區間)的頻率偏移量。

在此先假設兩個方程式， $s(\pi\phi) = \sin(\pi\phi) / [N \sin(\pi\phi / N)]$ 和 $\phi_{q,p}^{l,m} = (\varepsilon_l + k_q^l) - k_p^m$ ，而 k_p^m 為第 m 個 DMS 的第 p 個子載波。在去除字首循環以及經過 DFT 之後，第 m 個使用者的第 i 個 symbol 的第 p 個資料表示為 $R_i(k_p^m)$ ，此訊號可以分成 4 個部份、訊號 $S_i(k_p^m)$ 、載波間干擾 $ICI_i(k_p^m)$ 、多重存取干擾 $MAI_i(k_p^m)$ 和雜訊 $V_i(k_p^m)$ ，經過 DFT 之後的 4 部分表示如下

$$R_i(k_p^m) = S_i(k_p^m) + ICI_i(k_p^m) + MAI_i(k_p^m) + V_i(k_p^m) \quad (3.2)$$

$$S_i(k_p^m) = X_i^m(k_p^m) H_m(k_p^m) \cdot s(\pi\phi_{p,p}^{m,m}) \cdot e^{j2\pi(iN+iN_g+N_g)\phi_{p,p}^{m,m}/N} \cdot e^{j\pi\phi_{p,p}^{m,m}(1-\frac{1}{N})}$$

$$\begin{aligned}
ICI_i(k_p^m) &= \sum_{q=1, q \neq p}^{P_m} X_i^m(k_q^m) H_m(k_q^m) \cdot s(\pi\phi_{q,p}^{m,m}) \cdot e^{j2\pi(iN+iN_g+N_g)\phi_{q,q}^{m,m}/N} \cdot e^{j\pi\phi_{q,p}^{m,m}(1-\frac{1}{N})} \\
MAI_i(k_p^m) &= \sum_{l=1, l \neq m}^M \sum_{q=1}^{P_l} X_i^l(k_q^l) H_l(k_q^l) \cdot s(\pi\phi_{q,p}^{l,m}) \cdot e^{j2\pi(iN+iN_g+N_g)\phi_{q,q}^{l,l}/N} \cdot e^{j\pi\phi_{q,p}^{l,m}(1-\frac{1}{N})}
\end{aligned} \quad (3.3)$$

其中的 $H_m(k_p^m)$ 是指第 m 個使用者的第 p 個子載波通道響應。

由(3.2)、(3.3)式子中得知，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，而由多重存取干擾可以看出，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 2.3.2 節可知，當估測出時間延遲和頻率偏移時，BS 會透過 REG-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。

3.2 OFDMA 上傳頻率偏移估測

3.2.1 訊號模型

由 2.2.3 節可知，上行 OFDMA 主要是依靠 ranging 來調整參數，在這邊主要是討論依據圖 2.10 的 initial ranging 訊號架構來處理同步問題。

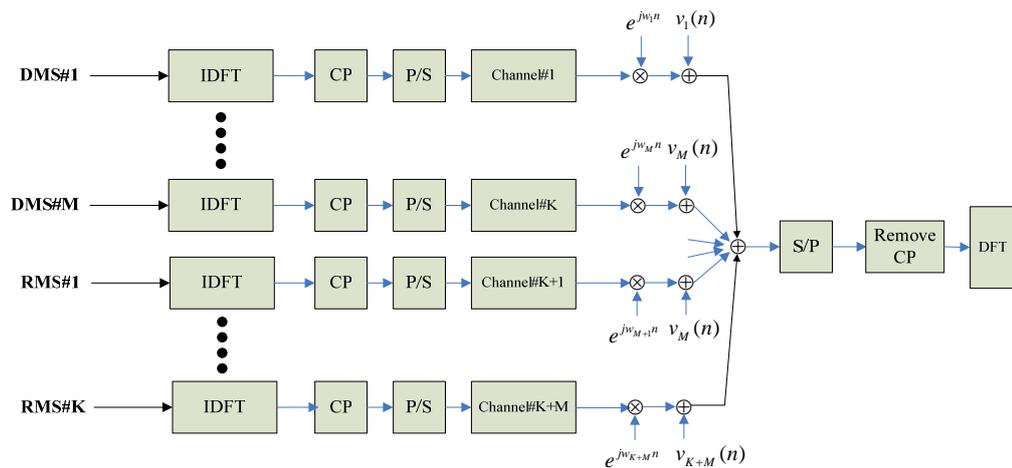


圖 3.2 由 M 個 DMS 及 K 個 ranging 使用者組成的 OFDMA 系統

先假設同一個 ranging slot 有 K 個不同的 ranging 使用者(ranging mobile station) 進行 initial ranging 並且同時有 M 個 DMS 進行上傳，一個 ranging slot 通常具有

6 個子通道且假設由 K 個 RMS 一起使用，接下來介紹由圖 2.10 及圖 3.2 所建構出來的 RMS 訊號模型，訊號模型方程式(3.4)如下。

$$s_{k,r}(n) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{p=1}^{P_k} X_k(k_p^k) \exp(j \frac{2\pi n k_p^k}{N}) & n=0 \cdots N-1 \\ s_{k,r}(n+N) & n=-N_g \cdots -1 \\ \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{p=1}^{P_k} X_k(k_p^k) \exp(j \frac{2\pi(n-N)k_p^k}{N}) & n=N \cdots 2N-1 \\ s_{k,r}(n-N) & n=2N \cdots 2N+N_g-1 \end{cases} \quad (3.4)$$

其中 $s_{k,r}(n)$ 代表第 k 個 RMS 使用第 r 組 ranging 碼， $X_k(k_p^k)$ 是指第 k 個使用者的第 p 的子載波資料。由於每一組 ranging 碼長度均是 144，所以 P_k 均是 144。經由方程式(3.4)可以知道 OFDMA ranging 一次是傳送兩個相同 CDMA 碼所形成的 symbol，第一個 symbol 是利用字首循環來抵抗符碼間干擾(inter block interference)，第 2 個 symbol 是將前面 N_g 點複製放在最後面如圖 2.10，其主要的目的是讓兩個 symbols 之間的角度呈現連續的狀況。

在此假設總共有(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)。我們將第 k 個使用者經過的時域通道表示為方程式(3.5)，而訊號與通道在時域軸因為有字首循環的關係會形成環形旋積(Circular Convolution)的結構。

$$h_k = [h_k(0) \quad h_k(1) \quad \dots \quad h_k(P-1)]^T \quad (3.5)$$

P 代表了最大通道延遲，通常 P 會小於字首循環長度，接收到的第 k 個訊號經過通道後表示為方程式(3.6)， $z_k(n)$ 為雜訊， ε_k 為頻率偏移量。

$$r_k(n) = y_k(n) \exp(j \frac{2\pi n \varepsilon_k}{N}) + z_k(n) \quad (3.6)$$

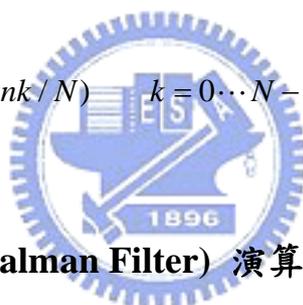
其中 $y_k(n) = \sum_{l=1}^{P-1} s_{k,r}(n-l)h_k(l)$ 。由圖 3.2 可知有 M 個 DMS 以及 K 個 RMS 訊號，

在接收端依據 superposition 可以將所有的 $K+M$ 個訊號相加成方程式(3.7)，其中 DMS 訊號的通道和雜訊定義均與上述 RMS 訊號是相同的，DMS 經過 IDFT 之後的訊號可以參考方程式(3.1)，它與 RMS 訊號最大的差異在於 RMS 訊號可以允許不同的 CDMA 碼在相同 ranging slot 上，意味者不同的 RMS 可以使用相同的子載波來進行調變，而 DMS 訊號則是依據 BS 給的訊息來使用不同的子通道 (PUSC、FUSC、AMC)來進行調變，故不同的 DMS 的子載波不會重複。另一個差異是 RMS 在第 2 個 symbol 並不是使用字首循環(Cyclic Prefix)而 DMS 在每個 symbol 上則均是使用字首循環。

$$r(n) = \sum_{m=1}^M y_m(n) \exp(j \frac{2\pi n \varepsilon_i}{N}) + \sum_{k=1}^K y_k(n) \exp(j \frac{2\pi n \varepsilon_k}{N}) + z(n) \quad (3.7)$$

在經過去除循環字首(cyclic prefix)之後，以及進入 DFT 出來的頻域訊號可以由方程式(3.8)表示。

$$Y(k) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} r(n) \cdot \exp(-j2\pi nk/N) \quad k=0 \cdots N-1 \quad (3.8)$$



3.2.2 EKF(Extended Kalman Filter) 演算法

在此主要估測的頻率偏移是針對 RMS(ranging mobile station)的訊號，而 DMS(data mobile station)的上傳訊號由 2.2.3 節中可知道，要讓 MS 上傳訊號必須通過 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。

一般而言，在估測一般的 OFDM 頻率偏移，可以由方程式(3.9)得知，接收到的訊號可看成非線性最小平方差(Least Square)的問題，如果要用非線性最小平方差來估測頻率偏移量，則需要複雜的計算量。EKF(Extended Kalman Filter)演算法是用遞迴式的最小平均平方差(minimum mean square error)來估測頻率偏移量[10]，它省略了非線性最小平方差所需要高維度的反矩陣運算，如果訊號跟雜訊是結合高斯分佈，Kalman Filter 就是最小平均平方差演算法，故 EKF 在估測 OFDM 系統頻率偏移上會有很好的效能。如果我們想將此方法運作在 OFDMA

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。所以要利用 EKF 演算法同時估測出所有的頻率偏移則將會被上述兩的問題嚴重影響效能。

$$\min_{\tilde{\varepsilon}} \left\{ \sum_{n=0}^{N-1} \left| r(n) - y(n) \exp\left(j \frac{2\pi n \tilde{\varepsilon}}{N}\right) \right|^2 \right\} \quad (3.9)$$

方程式(3.10)可以看出在 OFDMA 系統下，可以由方程式(3.7)轉換成 cost function(3.10)如下

$$\min_w \left\{ \sum_{n=0}^{2N-1} \left| r(n) - \left(\sum_{k=1}^K y_k(n) \exp\left(j \frac{2\pi n \varepsilon_k}{N}\right) \right) \right|^2 \right\} \quad (3.10)$$

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。在 OFDMA 系統下，可以由方程式(3.10)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。我們由[3]中的訊號模型可以看出如果要同時估出 K 個頻率偏移量將會用到 $K \cdot N$ 維度的反矩陣，這將會需要很大運算複雜度，所以利用 EKF 演算法並配合多用戶干擾消除的機制去估測頻率偏移。在此會使用 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，但 EKF 演算法主要的目的是要省略最小平方差所需要的高維度反矩陣運算，如果要用降低多用戶維度的處理則會產生多用戶干擾。

在此如果要利用 EKF 演算法在 OFDMA 系統上會遭遇到多用戶干擾造成系統效能降低，在此假設要估測第 k 個 RMS 的頻率偏移量可把方程式表示(3.11)，

$$\begin{aligned} r(n) = & y_k(n) \exp\left(j \frac{2\pi n \varepsilon_k(n)}{N}\right) + \sum_{j \neq k, j=1}^K y_j(n) \exp\left(j \frac{2\pi n \varepsilon_j(n)}{N}\right) \\ & + \sum_{m=1}^M y_m(n) \exp\left(j \frac{2\pi n \varepsilon_m(n)}{N}\right) + Z(n) \end{aligned} \quad (3.11)$$

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，且訊號也失去了結合高斯分佈的條件，也就非等同於最小平均平方差演算法。

由方程式(3.11)中可以看出來要從時域估測出 RMS 訊號頻率偏移量會被三個干擾影響。第一是其他 RMS 的干擾，此干擾會造成系統效能下降，可以利用多用戶干擾消除來把其他的 RMS 有效的去除掉，在下文會介紹此機制。第二是其他 DMS 的干擾，由模擬可知因為此項干擾會讓系統效能幾乎不隨 SNR 升高而變佳，但在估測上還是會有不錯的效能。第三就是高斯白雜訊，高斯白雜訊會因為上述第二項干擾太大而相對的對於系統效能影響不會太明顯。

前文說過 EKF 演算法是利用遞迴式去估測頻率，所以一個 initial ranging 的訊號是包含了連續兩個相同的 OFDM symbol，有助於我們演算法的收斂，也可抵抗多用戶干擾。在此假設每個使用者的通道完美估測，且 ranging code 和時間延遲均已知，所以 $y_k(n)$ 在 BS 端已知。

以下先利用傳統 EKF 演算法來估測頻率偏移，在此先假設想要估測的訊號為第 k 個訊號，先將方程式(3.11)中的多用戶干擾與高斯白雜訊(AWGN)合併成為 $w_k(n)$ ，所以可以將式子表示成為(3.12)，由於 initial ranging 訊號是由 2 個

$$r_k(n) = y_k(n) \exp(j \frac{2\pi n \varepsilon_k}{N}) + w_k(n) \quad n = 0 \dots 2N-1 \quad (3.12)$$

symbol 組成且第 2 個 symbol 並不是採用字首循環，前文已經介紹第 2 個 symbol 擺放方式，所以收到的 initial ranging 訊號去除字首循環後可以得到 2N-1 個時域訊號。

通常在使用 EKF 演算法時必須先找出兩個方程式：

狀態方程式(state equation)是指所要估測的頻率偏移在每個時域點上的變化，由於系統假設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(3.13)如下

$$\varepsilon_k(n) = a(\varepsilon_k(n-1)) = \varepsilon_k(n-1) \quad (3.13)$$

觀察方程式(observation equation)是指每個時域上點，在此系統有 2N 個時域點，而觀察方程式(3.14)如下

$$r_k(n) = y_k(n) \exp(j \frac{2\pi n \varepsilon_k(n)}{N}) + w_k(n) = h(\varepsilon_k(n)) + w_k(n) \quad (3.14)$$

因為觀察方程式為非線性的，故在此狀況下使用 EKF 演算法，首先必須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。首先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如(3.15)(3.16)。

$$A_k(n-1) = \left. \frac{\partial a(\hat{\varepsilon}_k(n-1|n-1))}{\partial \varepsilon_k(n-1)} \right|_{\varepsilon_k(n-1)=\hat{\varepsilon}_k(n-1|n-1)} = 1 \quad (3.15)$$

$$H_k(n) = \left. \frac{\partial h(\hat{\varepsilon}_k(n|n-1))}{\partial \varepsilon_k} \right|_{\varepsilon_k=\hat{\varepsilon}_k(n|n-1)} = \frac{j2\pi n}{N} \exp(j \frac{2\pi n \hat{\varepsilon}_k(n|n-1)}{N}) y_k(n) \quad (3.16)$$

利用這兩個參數及參照[10]去推導出遞迴過程所需要的方程式。

1. 由估測方程式(3.17)可以得出當系統知道 $[r_k(0) \cdots r_k(n-1)]$ 的訊號要去估測 $\hat{\varepsilon}_k(n)$ 和 $\hat{\varepsilon}_k(n-1)$ 是相同的。

$$\hat{\varepsilon}_k(n|n-1) = a(\hat{\varepsilon}_k(n-1|n-1)) = \hat{\varepsilon}_k(n-1|n-1) \quad (3.17)$$

2. 由最小估測平均平方差方程式(3.18)可以得知當知道 $[r_k(0) \cdots r_k(n-1)]$ 要去估測 $P_k(n)$ 和 $P_k(n-1)$ 是相同的。

$$P_k(n|n-1) = A_k(n-1)P_k(n-1|n-1)A_k^*(n-1) = P_k(n-1|n-1) \quad (3.18)$$

3. 將(3.18)式帶入 kalman 增益方程式可得方程式(3.19)

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

4. 將(3.17)帶入更正方程式可得方程式(3.20)

$$\begin{aligned} \hat{\varepsilon}_k(n|n) &= \hat{\varepsilon}_k(n|n-1) + K_k(n)[r_k(n) - y_k(n) \exp(j \frac{2\pi n \hat{\varepsilon}_k(n|n-1)}{N})] \\ &= \hat{\varepsilon}_k(n-1|n-1) + K_k(n)[r_k(n) - y_k(n) \exp(j \frac{2\pi n \hat{\varepsilon}_k(n-1|n-1)}{N})] \end{aligned} \quad (3.20)$$

5. 將(3.18)帶入最小平均平方差方程式可得方程式(3.21)

$$P_i(n|n) = (I - K_i(n)H_i(n))P_i(n|n-1) = (I - K_i(n)H_i(n))P_i(n-1|n-1) \quad (3.21)$$

當有上列方程式之後就可以利用 EKF 演算法進行遞迴過程，首先假設頻率偏移量固定在正負 ε_{\max} 範圍內，所以在遞迴過程中估測出一個新的頻率偏移量時如果超過 ε_{\max} 時就會將他的值設定為 ε_{\max} 如方程式(3.22)

$$g(x) = \begin{cases} \varepsilon_{\max}, & \text{if } x > \varepsilon_{\max} \\ x & \text{if } \varepsilon_{\max} \geq x \geq -\varepsilon_{\max} \\ -\varepsilon_{\max} & \text{if } x < -\varepsilon_{\max} \end{cases} \quad (3.22)$$

接下來將利用 5 個步驟去描述 EKF 演算法的遞迴過程，

傳統 EKF 演算法

1. 初始化:因為是從 $n=0$ 開始，所以由上面算式可得知必須先將 $P_k(-1|-1)$ 、

$\hat{\varepsilon}_k(-1|-1)$ 和 σ_k^2 初始化。

2. 算出 Kalman 增益:

$$K_k(n) = P_k(n-1|n-1)H_k^*(n) \cdot [H_k(n)P_k(n-1|n-1)H_k^*(n) + \sigma_k^2]^{-1} \quad (3.23)$$

3. 估測出下一個頻率偏移量:

$$\hat{\varepsilon}_k(n|n) = g \left\{ \hat{\varepsilon}_k(n-1|n-1) + \text{Re} \left\{ K_k(n) [r_k(n) - y_k(n) \exp(j \frac{2\pi n \hat{\varepsilon}_k(n-1|n-1)}{N})] \right\} \right\} \quad (3.24)$$

(3.24)中的 Re 代表取實數，因為估測出來的頻率偏移量是不會有複數的，而

$g(x)$ 則是要限制頻率偏移量均在系統設定的最大頻率偏移量範圍內。

4. 算出最小平均平方差:

$$P_k(n|n) = (I - K_k(n)H_k(n))P_k(n-1|n-1) \quad (3.25)$$

5. 繞回圈: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 $\hat{\varepsilon}_k(2N-1|2N-1)$ 的估測值當作系統估測的第 k 個使用者的頻率偏移量 $\hat{\varepsilon}_k$ 。由模擬可知傳統的 EKF 演算法可以有效的估測出上傳 OFDMA 系統每個 RMS 的頻率偏移量，且經由模擬可知在 802.16e 上可估測的範圍是在正負 1 範圍內。如前文所知估測效能會被多用戶干擾影響，所以接下來利用多用戶干擾消除機制來提升系統的估測準度。

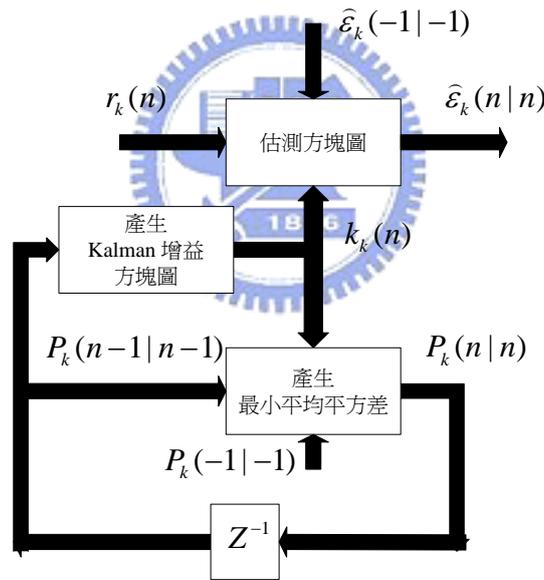


圖 3.3 傳統 EKF 演算法遞迴過程圖

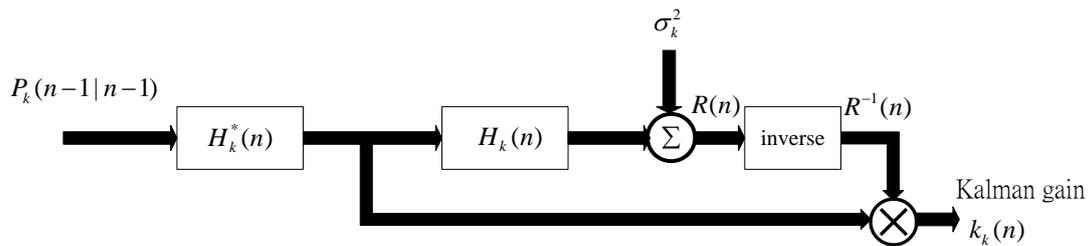


圖 3.4 產生 kalman 增益方塊圖

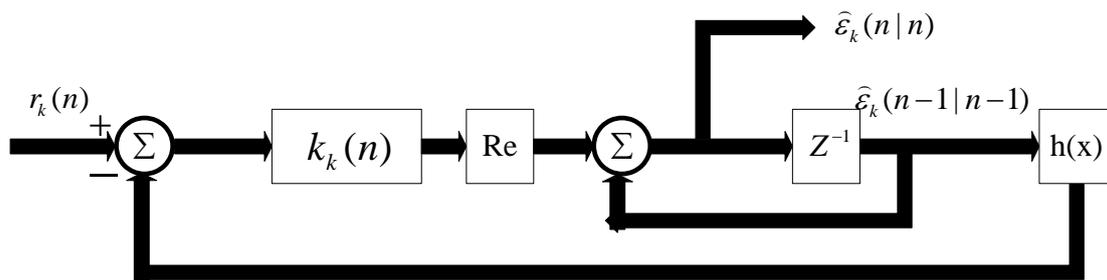


圖 3.5 估測方塊圖

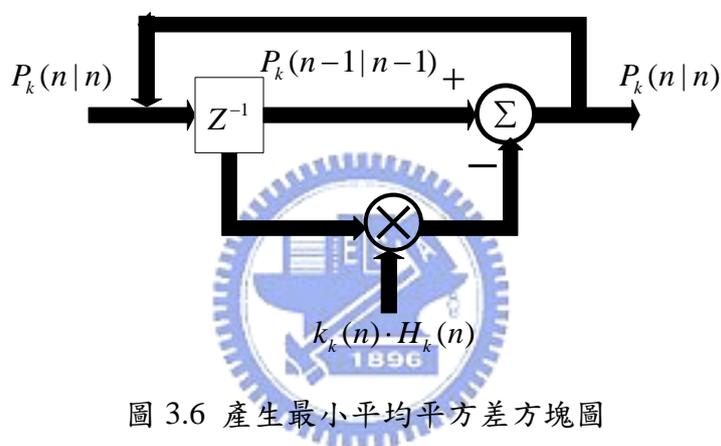


圖 3.6 產生最小平均平方差方塊圖

在此設定初使值 $\hat{\varepsilon}_k(-1|-1)=0$ ，且我們假設 $\varepsilon(-1)$ 是高斯分佈 $N(0,1)$ ，故 $P_k(-1|-1)$ 可以由方程式(3.26)計算得出。

$$P_k(-1|-1) = E[(\varepsilon[-1] - \hat{\varepsilon}[-1|-1])^2] = E[(\varepsilon[-1])^2] = 1 \quad (3.26)$$

σ_k^2 則設成 10^{-5} ，因為我們假設的雜訊不只包含高斯白雜訊，還包含了其他使用者的干擾，所以可以知道估測準度會被多用戶干擾嚴重影響效能，故在下面利用多用戶干擾消除的機制來提升效能。

3.2.3 多用戶干擾消除

多用戶干擾消除通常被廣泛的用在多用戶通訊系統,在一些目前的方法中有分 Successive interference cancellation (SIC) 及 Parallel interference cancellation (PIC)。SIC 主要的好處是對於功率微弱的使用者可以較容易被估測,但須要長時間的延遲去估測每個使用者,而 PIC 的好處則是有較低的延遲時間,但必須讓接收到的每個使用者功率要相近。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。此方法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,而是在估測頻率偏移量遞迴的同時就在執行多用戶干擾消除,因此此方法可以節省複雜度以及時間延遲,多用戶干擾運作如圖 3.7 以及方程式(3.27)(3.28)。

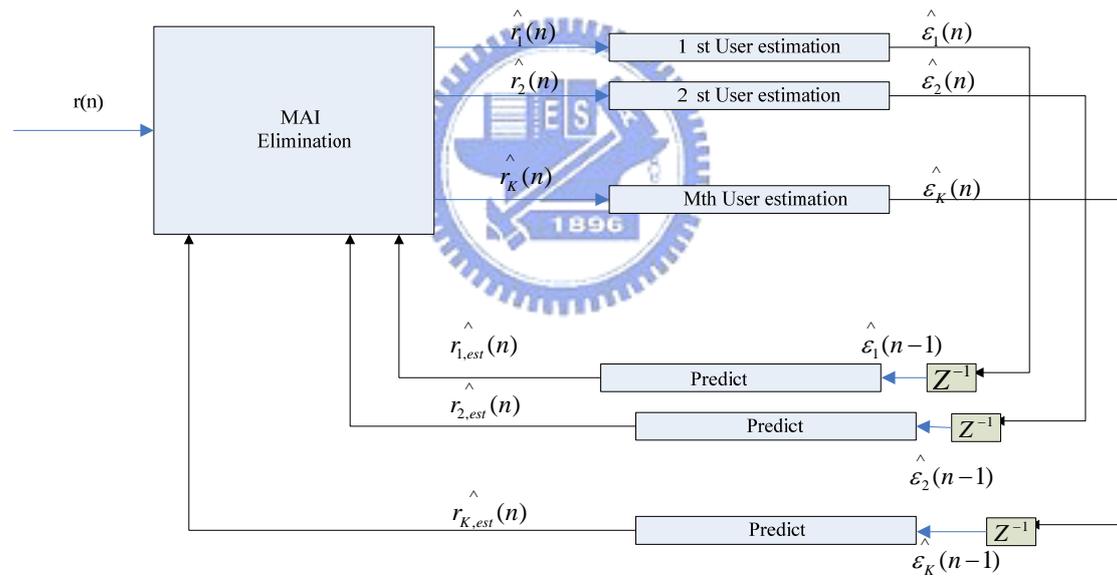


圖 3.7 多用戶干擾消除方塊圖

(1) 多用戶干擾估測: for $i=1$ to K

$$r_{k,est}(n) = y_k(n) \exp(j \frac{2\pi n \hat{\epsilon}_k(n-1 | n-1)}{N}) \quad (3.27)$$

(2) 多用戶干擾消除: for $i=1$ to K

$$\hat{r}_k(n) = r(n) - \sum_{j=1, j \neq k}^K r_{j,est}(n) \quad (3.28)$$

方程式(3.27)可知將第 $n-1$ 次遞迴所算出來的 K 個 RMS 的頻率偏移量用來估

測重建第 n 次 K 個 RMS 訊號並且當要分別估測每一個 RMS 的頻率偏移量時利用方程式(3.27)去扣除系統重建出來的其他 $K-1$ 個 RMS 訊號，藉此以提升系統估測效能。由方程式(3.11)可以得知訊號會被 DMS 以及 RMS 干擾估測準度，而這邊所提出的方法可以將 RMS 的干擾消除提升準度，但對於 DMS 無法有效消除多用戶干擾。在複雜度上比起傳統的方式降低許多。由模擬可以得知扣除 RMS 可以顯著提升系統效能。在扣除多用戶干擾同時，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，我們將在下面介紹如何估測雜訊變異數 σ_k^2 。

3.2.4 雜訊變異數估測

雜訊變異數在 EKF 演算法中是必要的參數，在前面使用傳統的 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。前文利用了多用戶干擾消除的方法去消除 RMS 的訊號，而扣除部分雜訊則會造成雜訊變異數變動，由模擬可知初期的估測頻率偏移並不是很準確，所以扣除掉的多用戶干擾並不準確，故雜訊變異數在初期變化會較不穩定，但會隨者估測的點數越來越大而趨向收斂，故可適性的雜訊變異數估測在加上多干擾消除的 EKF 演算法中是必要的，在下面去導出如何算出雜訊變異數的方法。

在此參考[10]中去推導有關於雜訊變異數的計算方程式(3.29)如下，在此假設接受到的訊號與雜訊是互相獨立。

$$\begin{aligned}
 E[|\hat{r}_k(n) - h(\hat{\varepsilon}_k(n|n-1))|^2] &= E[|h(\hat{\varepsilon}_k(n)) - h(\hat{\varepsilon}_k(n|n-1)) + w_k(n)|^2] \\
 &\approx H_k(n)P_k(n-1|n-1)H_k^*(n) + \sigma_k^2
 \end{aligned} \tag{3.29}$$

其中的 $h(x)$ 在(3.14)由定義過，再將方程式(3.29)等效成方程式(3.30)，由方

$$E \left\{ \left| \hat{r}_k(n) - y_k(n) \exp(j \frac{2\pi n \cdot \hat{\varepsilon}_k(n-1|n-1)}{N}) \right|^2 \right\} \approx H_k(n) P_k(n-1|n-1) H_k^*(n) + \sigma_k^2 \quad (3.30)$$

程式(3.30)中可以看到因為有利用到期望值所以可以經由 2N 次的遞迴過程中算出雜訊變異數如方程式(3.31)，其中的 f(x)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。方程式(3.31)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，舉例如下，我們假設 n=10，

$$\hat{\sigma}_k^2 = \frac{1}{2N} \sum_{n=0}^{2N-1} f \left\{ \left| \hat{r}_k(n) - y_k(n) \exp(j \frac{2\pi n \cdot \hat{\varepsilon}_k(n-1|n-1)}{N}) \right|^2 - H_k(n) P_k(n-1|n-1) H_k^*(n) \right\} \quad (3.31)$$

$$f(x) = \begin{cases} x & \text{if } x > 0 \\ 0 & \text{if } x \leq 0 \end{cases} \quad (3.32)$$

意味跑了 11 次的遞迴，所以我們將方程式(3.32)中估測出的雜訊變異數給予 n=11 遞迴時使用。

$$\hat{\sigma}_k^2 = \frac{1}{11} \sum_{n=0}^{10} f \left\{ \left| \hat{r}_k(n) - y_k(n) \exp(j \frac{2\pi n \cdot \hat{\varepsilon}_k(n-1|n-1)}{N}) \right|^2 - H_k(n) P_k(n-1|n-1) H_k^*(n) \right\} \quad (3.33)$$

由方程式(3.33)可以算出雜訊變異數，但如果加入多用戶干擾消除則會因為我們將干擾的 RMS 訊號刪除而導致雜訊變異數會改變，而在前期所估測出的雜訊變異數也會因為初期估測頻率偏移量會不準而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(3.31)去計算。

第四章 上傳頻率偏移量估測模擬

在此章節中，將對於 OFDMA 上傳多個 RMS(ranging mobile station)對於不同系統參數來進行傳統型 EKF 演算法與改良型 EKF 演算法在頻率偏移上的估測效能比較。

4.1 系統參數

在此模擬的系統參數均是參照 IEEE 所制定的標準 802.16e[16]，而實體層是採用有淺力的 WirelessMAN-OFDMA PHY 系統。表格 4.1 內容指出了 OFDMA 在不同 FFT 下一般會使用的系統參數，而 256-FFT 並不被 OFDMA 所採用，在這列出僅供參考。表格 4.1 的數值是利用下列方程式去導出，在此先定義 OFDMA 頻寬為 BW 和 FFT 大小為 N_{FFT} ，並利用這兩個參數與方程式下列導出表格(4.1)。取樣頻率中的 n 我們依據標準設定為 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}

Parameters	Value				
Bandwidth (MHz)	1.25	2.5	5	10	20
Sampling frequency (MHz)	1.4	2.8	5.6	11.2	22.4
Sampling time (ns)	714.3	357.1	178.6	89.3	44.6
FFT size	125	256	512	1024	2048

Tone spacing	10.9375kHz
Useful symbol time	91.4286us
Guard time	11.43us
OFDMA symbol time	102.86us

表格 4.1 OFDMA 不同 FFT 下系統參數

在上傳 OFDMA 系統模擬主要是採用 2048-FFT，且子通道分配方式採用 UL-PUSC(Partial Usage of Subchannels)，由 2.2.2 中可以得知 2048-FFT 的 UL-PUSC 會含有 70 個子通道。所以可以由圖 2.4 得知，BS 會分配給 MS ranging 子通道並且是以 6 的倍數分配，因為由標準中定義一個 ranging symbol 包含了 6 個子通道，在接下來的模擬會假設同一個 ranging slot 會被多個的 RMS 選擇。而在上傳的 DMS 中，則依據 DMS 的多寡去平均隨機分配子通道。表格 4.2 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	4
Number of DMS	0-4

表格 4.2 2048-FFT 系統模擬參數

4.2 通道模型

一般在通道假設上包含了可加性雜訊以及多路徑通道，在無線環境上模擬通道模型可以利用隨機程序假設。下面將用數學模型去建構設定的通道。

4.2.1 高斯雜訊(Gaussian Noise):

可加性高斯白雜訊(AWGN)是最簡單的通道，它是將接收到的訊號直接加雜訊。加上的雜訊主要來源是熱雜訊(thermal noise)，其可以用平均值為 0 以及固定的變異數的高斯分佈來建構數學模型。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。

4.2.2 慢速衰減通道(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兩個 OFDMA symbols 不會改變，而通道是呈現慢速衰減且多路徑，可以把通道在一段時間內的振幅響應模型表示為方程式(4.1)。

$$h(\tau) = \sum_{i=0}^{L-1} \alpha_i e^{j\theta_i} \delta(\tau - \tau_i) \quad (4.1)$$

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。這些參數在兩個 OFDMA symbol 內均是當作非時變的。

在這邊主要是利用 SUI-4[9]來進行模擬，我們會將[9]中的每條路徑延遲和表格 4.1 中的取樣時間去算出在時域上是每條路徑延遲多少個取樣點，通常一個通道的第一條路徑 τ_1 會等於 0。通常會依據最大功率的那條路徑為標準進行正規化，而第一條路徑在理論上會最常是最大功率的路徑。表格 4.3 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	33or34	-4	0.3981	0.2557
3	4000	90	-8	0.1585	0.1018

表格 4.3 SUI-4 通道模型參數

4.3 系統模擬圖

由表格 4.2 可知道系統有 4 個 RMS 以及 4 個 DMS，代表了會有 4 個 RMS 同時間選擇在同一個 ranging slot(6 個子通道、2 個 OFDMA symbol)上並且在這 ranging slot 上同時間有 4 個 DMS 在傳送資料，在此每個 DMS 均隨機分配到 16 個子通道無論 DMS 的各數為多少。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。在估測的準度是使用 MSE(mean square error)，其定義為方程式(4.1)，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。在此利用 400 次獨立的 Monte Carol 去近似(4.1)的期望值。

$$MSE = E[(\hat{\varepsilon}_1 - \varepsilon_1)^2] \quad (4.1)$$

在此先將傳統型 EKF 演算法以及改良型的 EKF 演算法利用在 802.16a 中去看估測效能，在此假設最大頻率偏移量為 10，所以將會在每次 Monte Carol 中從頻率偏移量[-10 10]中隨機選擇 4 個頻率偏移量加到 4 個 RMS 上，而在這邊所看的所有 MSE 效能圖都是以第一個使用者為參考模擬出來的，每個使用者所經過的通道均是獨立。

由圖 4.1 可以知道在沒有使用多用戶干擾消除的狀況下，雖然會有不錯的估測效能，但效能不會隨者 SNR 提升而變好，主要的原因是因為沒有使用多用戶干擾消除下，多用戶干擾會超過雜訊非常多，所以在雜訊功率變小的狀況下效能並不會隨之提升。但在加入多用戶干擾消除後可以使系統效能顯著上升，而其 MSE 也會隨者 SNR 增加而變好。在使用多用戶干擾消除下，可以知道在 802.16a 上傳每個使用者都擁有 preamble 如圖 2.4，所以在估測一個使用者時可以完整的將其他使用者的干擾完全消除而讓系統的估測可以近似為最小平均平方差 (minimum mean square error)所推導出來的 EKF 演算法，所以估測效能可以隨者

SNR 值升高而有顯著的提升。而 802.16e 因為在傳 RMS 時會有 DMS 的干擾會造成估測效能上影響很大，我們將在下面模擬圖介紹其狀況。

圖 4.2 說明了估測頻率偏移量的收斂速度，在這邊是假設前置碼及通道已知。圖中只顯示到 500 點而不顯示到 2048 點是因為兩種方法在 500 前已經穩定收斂所以我們的模擬圖就畫在 500 點前。在此是設定 SNR=5 以及第一個使用者的頻率偏移量固定在 2，而其它 RMS 的頻率偏移量設定在[-10 10]中隨機選擇。由圖 4.2 可以看出改良型的 EKF 演算法在大概 100 點的時候就可以有效的穩定收斂，而傳統型的 EKF 演算法因為被多用戶干擾而導致必須要到 400 點才可以穩定收斂。

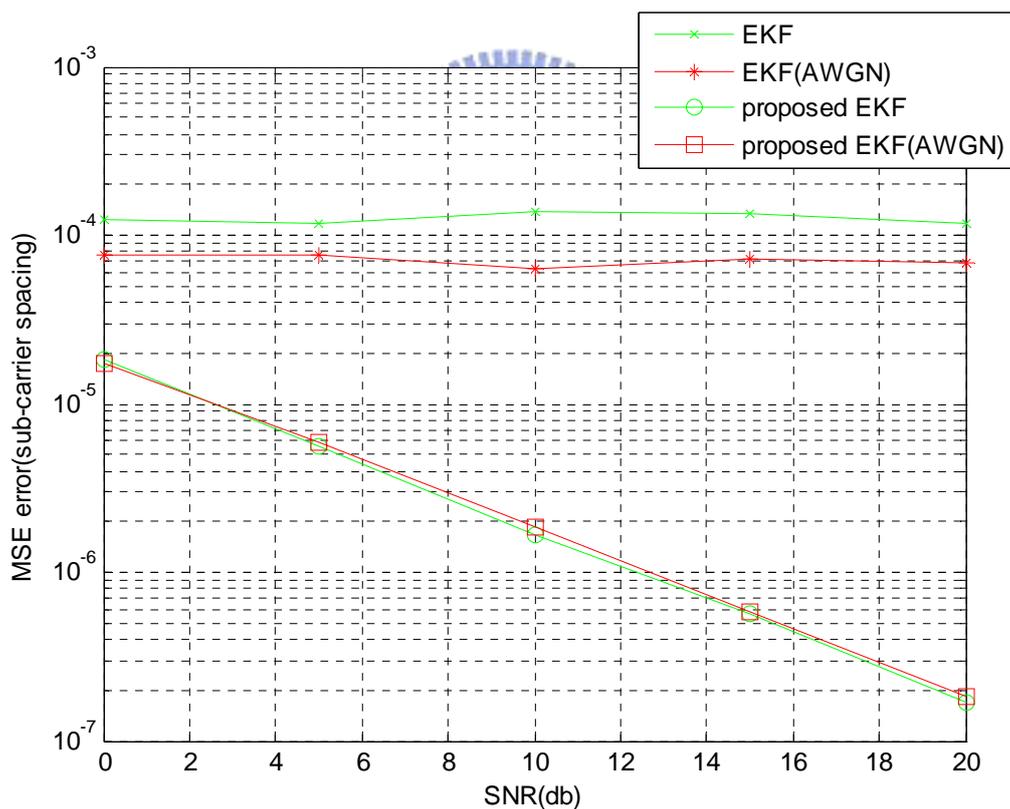


圖 4.1 在 802.16a 下頻率偏移估測 MSE

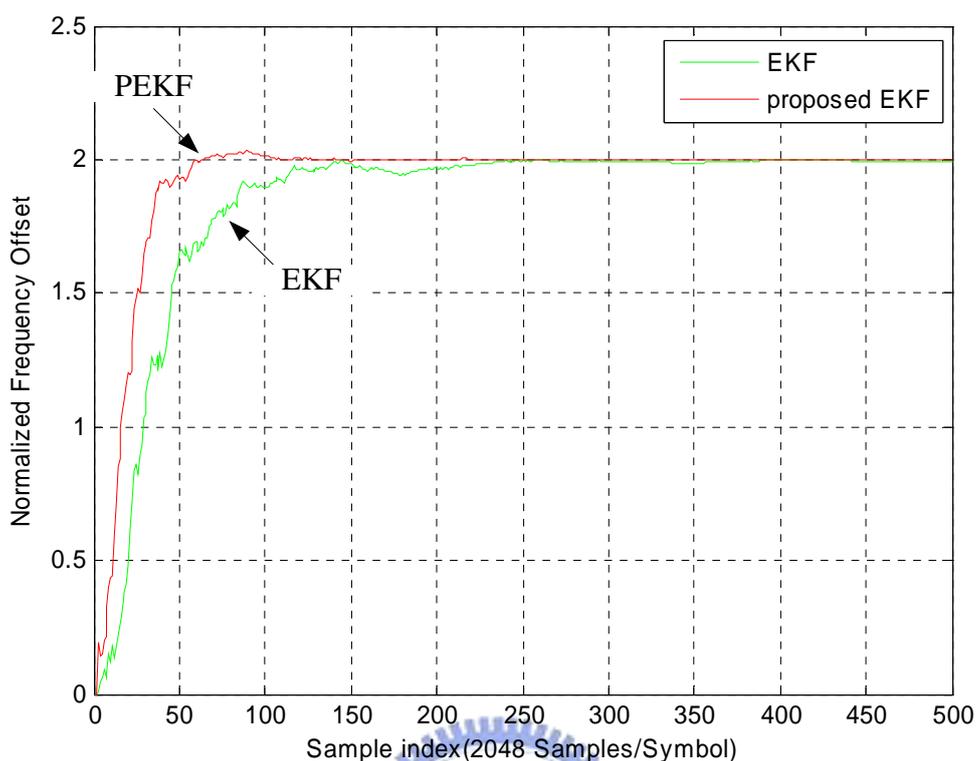


圖 4.2 在 802.16a 下傳統型 EKF 與改良型 EKF 演算法估測收斂圖

在上文定義過 802.16e 上傳的參數如表格(4.1)和(4.2)，假設系統有 4 個 RMS 以及 4 個 DMS，在使用傳統型 EKF 演算法估測 1 個 RMS 的頻率偏移量時會被其餘 7 個用戶端干擾而導致系統的估測效能低落，但由於一個 RMS 所送出的 ranging 訊號是利用兩個連續的 symbol，可以幫助在做遞迴時較不會造成不收斂。表格 4.4 是利用在 SNR=5 的狀況下設定第 1 個 RMS 依據不同的頻率偏移量 [1 2 3 4 6 8 10]去跑 400 次獨立的 Monte Carol 實驗去看出傳統的 EKF 演算法可以估測出最大的頻率偏移量，其它的 3 個 RMS 則是依據第 1 個使用者設定的頻率偏移量當作它的最大頻率偏移量，並且從中隨機選擇。其中的次數是指只要超過我們設定的頻率偏移量正負 0.5 的話就將之當作不收斂。從表格 4.4 中可以看出頻率偏移量等於 1 的不收斂個數是 0，而大於 4 的頻率偏移量就超過 10，這樣會嚴重影響我的系統效能，在此將之稱作估測的可靠度，由表格 4.4 可以知道頻

率偏移量越小其可靠度越高。在頻率偏移量是 3 的狀況下只有 4 次不收敛，在實際系統上可以當作估測失敗並重新做 ranging 的動作，但對於我們的系統模擬下，有 4 次不收敛就會造成系統效能被這 4 次嚴重影響，所以在跑模擬時就會被這不收敛個數讓模擬圖看不出其涵義，故利用傳統型 EKF 估測頻率偏移量最大值就設定為 1。在實際的系統下因為可靠度在頻率偏移量等於 3 以下不收敛個數相對是少數，所以其實 EKF 演算法利用在 802.16e 上可以估測頻率偏移量範圍是比 1 還要大，估測的範圍大小就是可靠度的問題，只是在模擬過程中要確定可靠度要到達幾乎沒有不收敛個數，所以將最大頻率偏移量設定在正負 1 之內。

頻率偏移量	1	2	3	4	6	8	10
不收敛個數	0	1	4	12	18	48	100
不收敛百分比	0	0.0025	0.01	0.03	0.045	0.12	0.25

表格 4.4 傳統 EKF 頻率偏移與收敛關係表

表格 4.5 是利用改良型 EKF 演算法在 SNR=5 的狀況下設定第 1 個 RMS 依據不同的頻率偏移量[1 2 3 4 6 8 10]去跑 400 次獨立的 Monte Carol 實驗去看出可以估測出最大的頻率偏移量，其它 3 個 RMS 設定與前文相同。將表格 4.4 跟 4.5 互相比較可以看出經過多用戶干擾消除過後，不收敛的個數明顯降低，但是在跑模擬中有 1 次不收敛的狀況則會影響系統效能，所以在此也將改良型的 EKF 演算法最大頻率偏移量設定在 1。由改良型的 EKF 演算法可以看出可靠度要比傳統型要好，所以可以估測的範圍也會比傳統型要大。

頻率偏移量	1	2	3	4	6	8	10
不收敛個數	0	2	3	4	11	34	66
不收敛百分比	0	0.005	0.0075	0.01	0.00275	0.085	0.165

表格 4.5 改良型 EKF 頻率偏移與收敛關係表

圖 4.3 可以看出在 802.16e 下因為受到 RMS 以及 DMS 同時干擾情況下，所能估測的頻率只能在正負 1 範圍內，不像前面所模擬的 802.16a 可以達到正負 10 的頻率偏移量。我們加在 4 個 RMS 訊號上的頻率偏移量是從[-1 1]中隨機選擇。效能並不會隨者 SNR 增大而變好是因為多用戶干擾大於高斯白雜訊非常多所以高斯白雜訊變小並不會提升系統效能，而在 AWGN 通道下可以看出明顯的比在多路徑衰減通道(SUI-4)要好。

在經過多用戶干擾後可以知道因為利用多用戶干擾消除機制將其他 RMS 干擾訊號消除，所以理論上改良型的 EKF 演算法會比傳統的 EKF 演算法要來的好，但是因為有其他 DMS 無法刪除而干擾估測效能。由圖 4.3 可以看出傳統型 EKF 演算法在 AWGN 通道下還是比改良型 EKF 演算法在 SUI-4 通道下效能還是比較差，故整體可以看出改良型的 EKF 演算法會比傳統型的效能要好，而改良型 EKF 演算法在多路徑衰減通道下受到 DMS 的影響而造成無法如圖 4.3 隨 SNR 升高而提升效能。

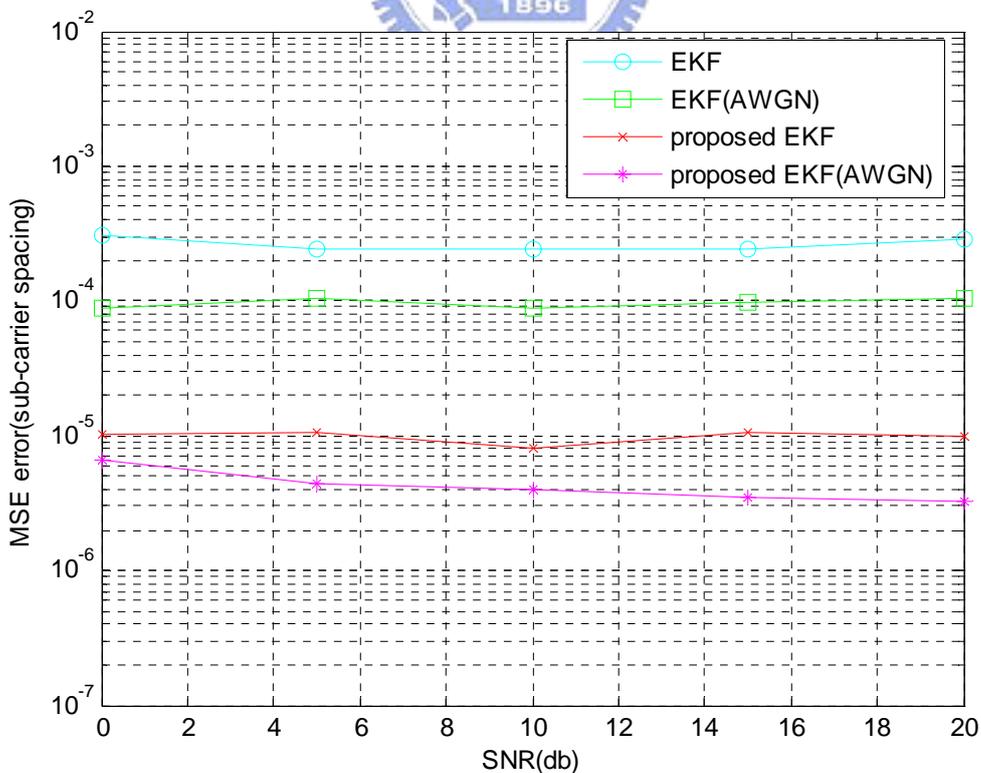


圖 4.3 傳統型與改良型 EKF 估測效能比較圖

圖 4.4 是設定在 SNR=5 以及將第一個 RMS 的頻率偏移量設定在 0.5 而其它 RMS 的頻率偏移量是從[-1 1]中隨機選擇。一個 ranging slot 包含有 2 個 OFDMA symbol，所以在此可以利用 4096 點去執行 EKF 演算法，由圖 4.4 中去看系統收斂效能，可以看出改良型 EKF 會比傳統型 EKF 要早收斂，但無論哪種方法都無法避免 DMS 的干擾所以在收斂的速度上均會比圖 4.2 要差很多。在有多用戶干擾的狀況下要到 2000 點才會收斂，故在 802.16e initial ranging 中提供了連續兩個相同的 symbol 有助於系統在作估測的時候容易達到收斂的狀況，所以如果沒有 2 個 symbol 理論上效能會比較差。我們將在下面模擬只利用 1 個 OFDMA symbol 去估測 802.16e 的效能圖。

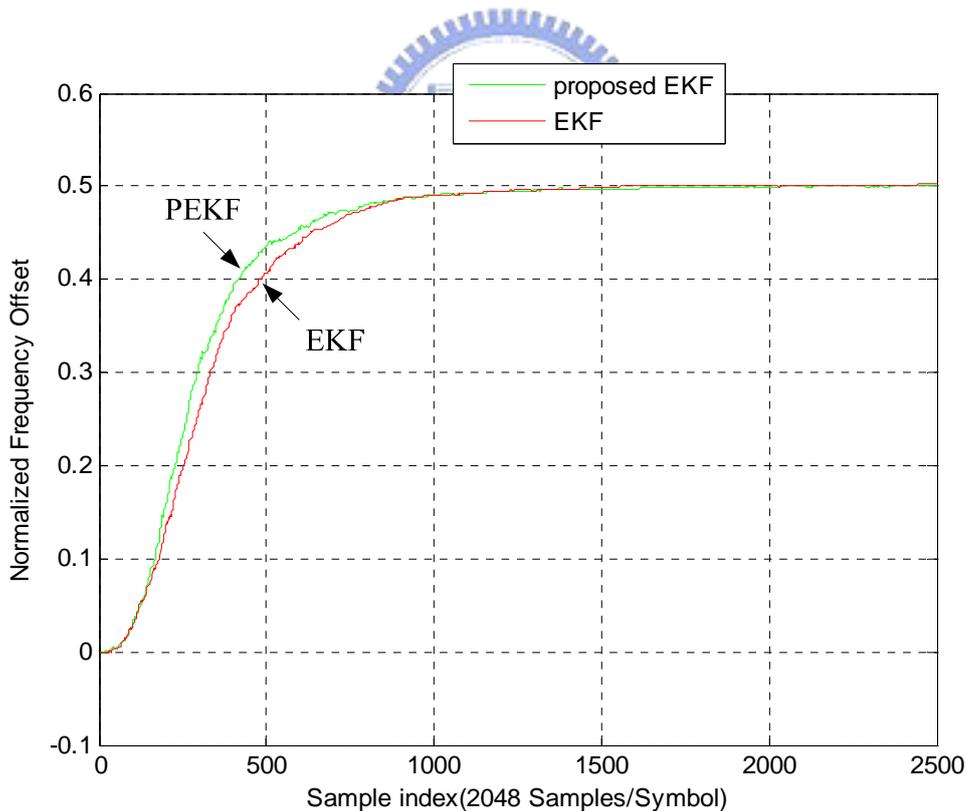


圖 4.4 傳統型與改良型 EKF 估測收斂圖

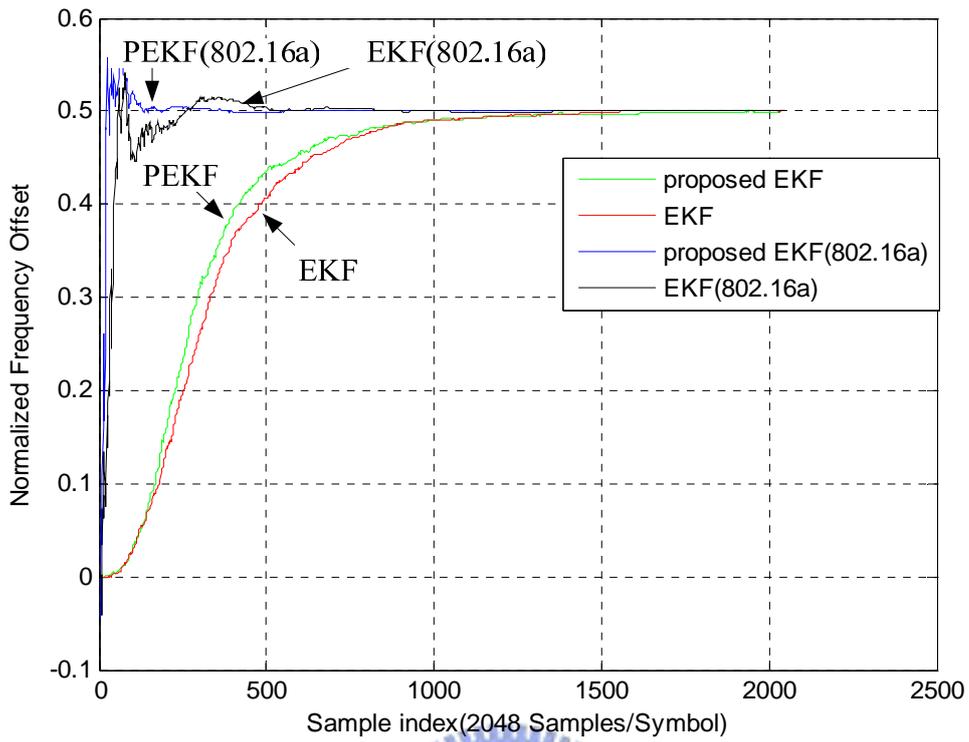


圖 4.5 802.16a 與 802.16e 收斂效能比較圖

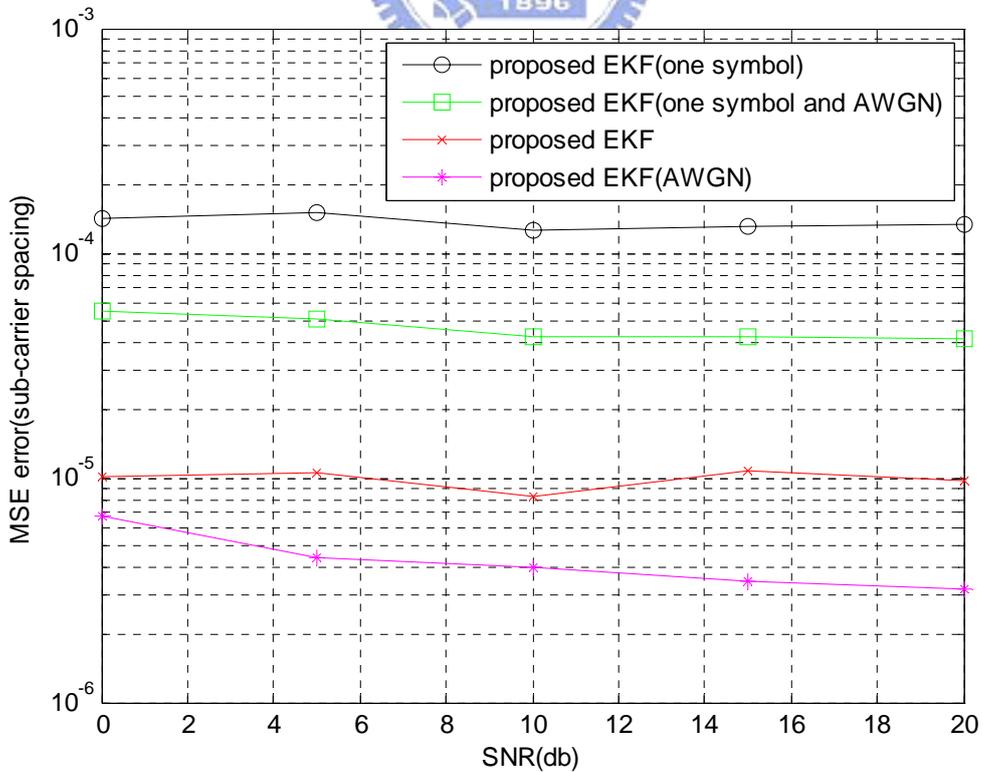


圖 4.6 使用 1 個 symbol 與 2 個 symbol 的估測效能比較圖

圖 4.5 是將 802.16a 和 802.16e 進行收斂狀況的比較，由圖可以看出 802.16a 明顯會比 802.16e 快大概快 2000 點收斂，主因是 802.16e 多了 DMS 的訊號，且 ranging symbol 只利用了 144 個 bit，所以在時域上被 DMS 干擾嚴重。圖 4.6 可以看出只利用 1 個 symbol 來進行遞迴估測跟 2 個 symbols 相比效能差很多，甚至改良型的 EKF 演算法在 SUI-4 通道上利用 2 個 symbol 來做估測會比在 AWGN 通道上用一個 symbol 來做估測的效能要好很多。所以利用改良型的 EKF 演算法來估測 802.16e 的上傳頻率偏移的問題在效能上會有不錯的表現。

接下來討論如果將 DMS 個數下降是否會增加系統效能，實際上系統被 DMS 干擾會比 RMS 干擾還要嚴重，因為可以透過多用戶干擾消除機制降低 RMS 對於估測準度的干擾，所以主要影響效能的就是 DMS 訊號。

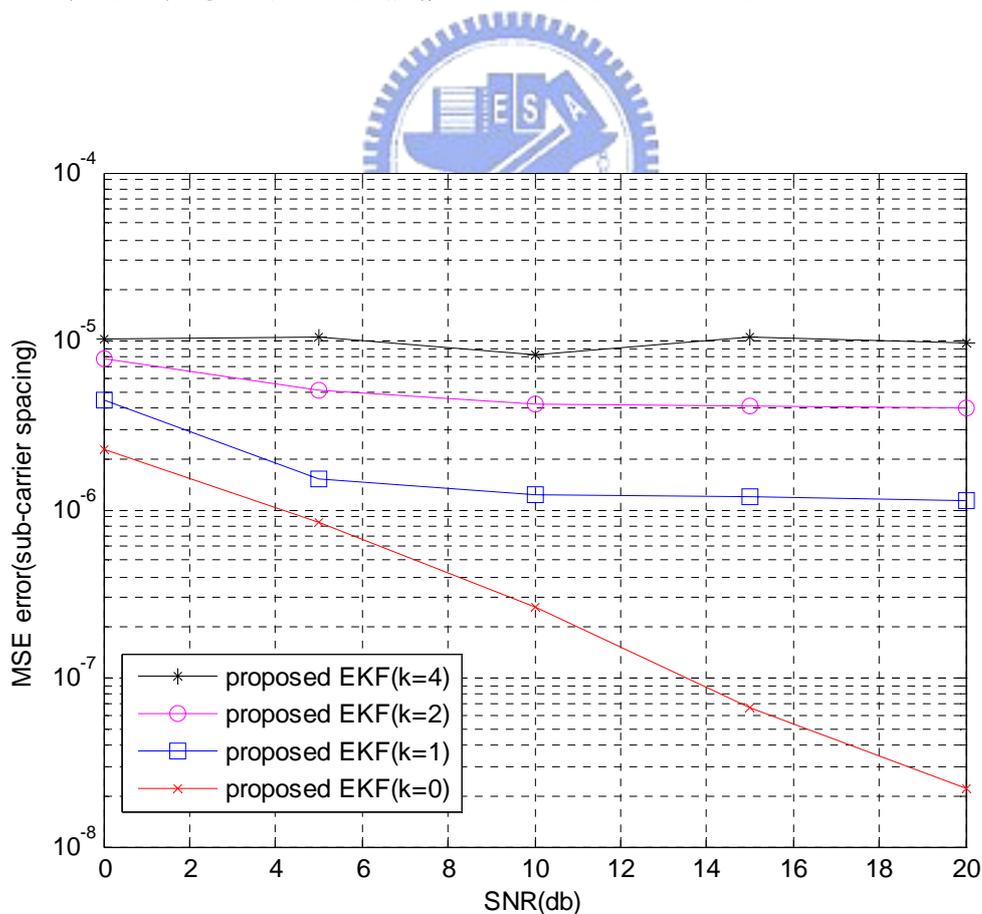


圖 4.7 DMS 的個數對於估測效能影響圖

圖 4.7 中 K 是指 DMS 的個數，個數範圍可以從 0 到 4，在這邊假設每個使用者均固定隨機選擇 16 個子通道。由圖 4.7 可以看出當個數越少效能越好，但 k 從 1 到 4 則不會隨者 SNR 而下降，這原因在前文介紹過。因為利用了 2 個 OFDMA symbol 來提升系統估測的準度，所以可以看出其誤差均小於 0.02(經過正規化的頻率偏移量)，故符合標準的要求。 $k=0$ 的時候效能明顯隨 SNR 升高而提升，是因為透過了多用戶干擾消除將其他 RMS 消除而且沒有 DMS 的干擾，造成了估測準度幾乎就是只被通道雜訊(AWGN)影響，所以效能可以隨者 SNR 升高而提升。與圖 4.1 比起來 $k=0$ 會比在 802.16a 中效能要好是因為多利用 1 個 symbol 來進行估測。

圖 4.8 是指將頻率偏移量設定在 0.5 且 SNR 為 5 而其它 RMS 的頻率偏移量是從[-1 1]中隨機選擇，去看不同的 DMS 個數造成對於估測收斂的速度影響的大小。由圖中可以看出越少的 DMS 將會造成收斂速度越快，而當 k 從 1 到 0 時可以看出效能比 k 從 4 到 1 所增加的效能還要好很多，這是因為當不存在 DMS 的狀況下，接收到的訊號經過多用戶干擾消除可以看成結合高斯分佈，而 EKF 演算法就可以近似為最小平均平方差(minimum mean square error)，所以效能可以好很多。

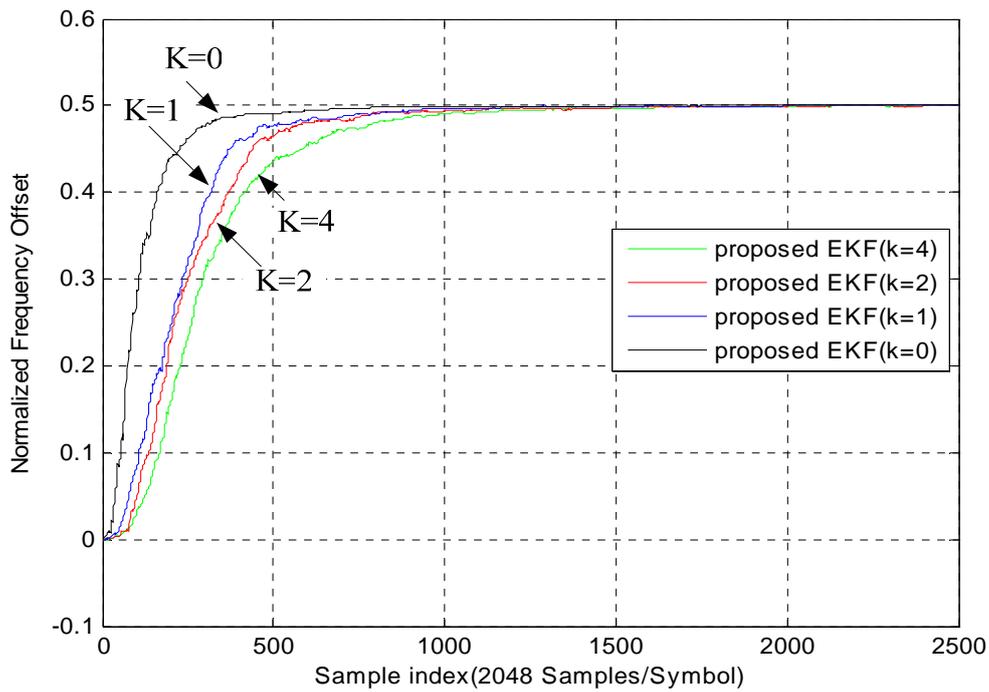


圖 4.8 DMS 個數對於收斂速度影響圖

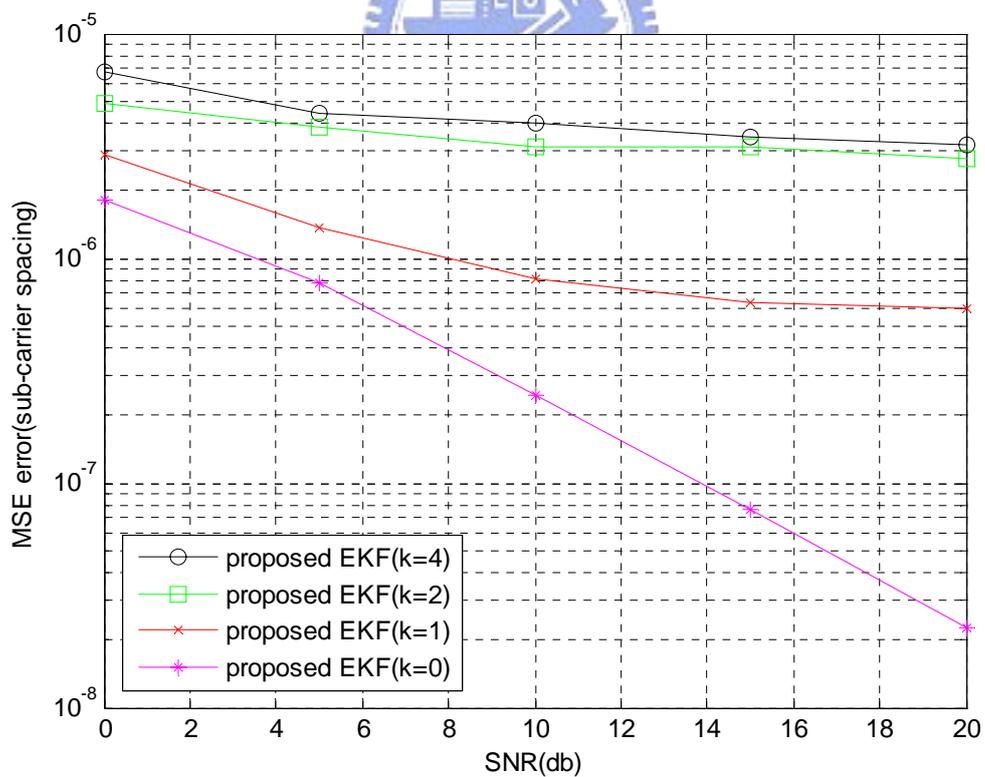


圖 4.9 在 AWGN 通道下 DMS 個數對於估測效能影響圖

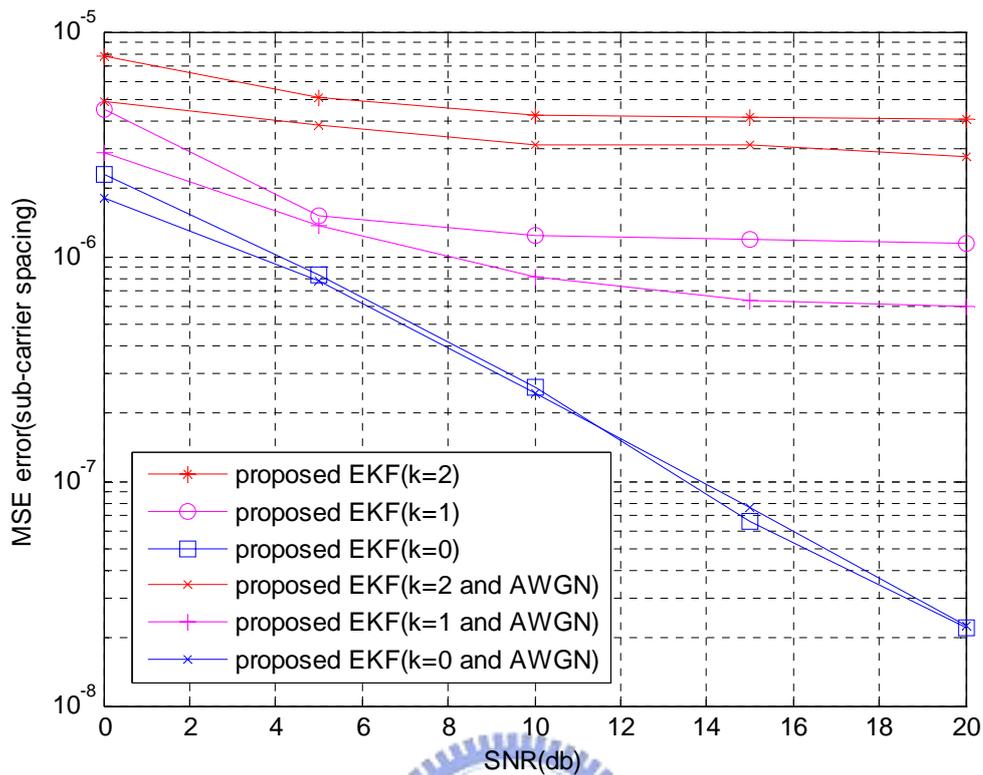


圖 4.10 在 AWGN 與 SUI-4 通道下 DMS 個數的比較圖

圖 4.9 則是在 AWGN 通道下模擬當 DMS 個數降低時對於系統效能的影響，所得到的結論與圖 4.7 一樣，即是當 DMS 下降可以知道多用戶干擾也同時下降，所以效能可以提升。圖 4.10 則是將不同的 DMS 在 SUI 通道以及在 AWGN 通道下作系統效能的比較，整體而言可以看出在 AWGN 通道會比在 SUI 通道要好，但是在 k=0 的狀況下兩者幾乎重疊，與圖 4.1 所形成的狀況差不多，可以知道這是用改良型 EKF 演算法估測的極限。

第五章 結論

在本篇論文研究裡，剛開始探討了 IEEE802.16e 標準裡訊框的架構以及子載波調變和實體層是如何執行 ranging 來進行同步。在 ranging 中，由於進行同步的動作可以讓多個 RMS 利用相同載波調變 ranging 訊號，所以在頻域上有機會讓多個 RMS 碰撞，故要利用傳統的方法來估測出頻率偏移量會造成在頻域上訊號碰撞而難以估測的狀況。

本篇論文利用 EKF 演算法在時域上估測訊號，並利用了多用戶干擾消除以及可適性雜訊變異數估測的方法來估測頻率偏移量，但在 IEEE 802.16e 作 ranging 的狀況下，其他已經進入系統的 DMS 亦會同時間的傳送資料，故會嚴重影響估測效能，所以在此篇論文利用標準所提供的 ranging symbol 所擁有的連續兩個相同的 symbol 來增加系統的估測效能，可以由模擬驗證有沒有使用多 1 個 symbol 對於系統估測效能有顯著提升。

經由模擬得知在頻率偏移量正負 1 內均會有不錯的估測效能，比起在一般的研究中可以估測到的範圍均是在正負 0.5 之內要好，並且可以由可靠度得知改良型 EKF 演算法在估測頻率偏移量大於 1 之外可以有不錯的估測效能。由模擬知道在頻率偏移量不管 SNR 的大小均可以有效的估測在標準所定義的誤差在 0.02 範圍內，是可以實際使用在 IEEE 802.16e 上，並且複雜度並不需要高維度的反矩陣運算，只需要做遞迴式的估測頻率偏移量，所以運算方面只需要利用到加法與乘法，都是屬於單一維度的運算，故可以在實際硬體系統上實現。

第六章 參考文獻

- [1] Z. Ca, U. Tureli, Y.D. Yao, "Efficient structure-based carrier frequency offset estimation for interleaved OFDMA uplink," *Proc. IEEE ICC 2003*, pp. 3361-3365
- [2] Pengkai Zhao, Linling Kuang, and Jianhau Lu, "Carrier frequency offset estimation using extended kalman filter in uplink OFDMA systems," in *Proc. IEEE ICC'2006*, pp. 2870-2874
- [3] Man-On Pun, Shang-Ho Tsai and C.-C.Jay Kuo, "Joint maximum likelihood estimation of carrier frequency offset and channel in uplink OFDMA systems," *IEEE Globecom 2004*, pp. 3748-3752
- [4] Man-On Pun, Shang-Ho Tsai and C.-C.Jay Kuo, "An EM-based joint maximum likelihood estimation of carrier frequency offset and channel for uplink OFDMA systems" *IEEE VTC 2004*, pp. 598-602
- [5] M.Morelli, "Timing and frequency synchronization for the uplink of an OFDMA system," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 52 no. 2, pp. 296-306, Feb. 2004.
- [6] X. Fu and H. Minn, "Initial uplink synchronization and power control(ranging process) for OFDMA systems," in *Proc. IEEE Global Telecommun. Conf. (GLOBECOM)*, vol. 6, Nov. 29-Dec. 3, 2004, pp. 3999-4003
- [7] Pengkai Zhao, Linling Kuang, and Jianhau Lu, "Robust estimation of carrier-frequency offset and timing offset for OFDMA uplink systems over multi-path fading channels," in *Proc. IEEE WCNC'2006*, pp. 1428-1432
- [8] J.Zhuang, K. Baum, V.Nangia, and M. Cudak "Ranging improvement for 802.16e OFDMA PHY," *Document IEEE 802.16e-04/143r1*, Jul. 2004
- [9] IEEE LAN/MAN Standards Committee , "Channel Models For Fixed Wireless Applications," Document IEEE.802.16.3c-01/29r4
- [10] Steven M. Kay, "Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation

- Theory,” prentice hall, international editions
- [11] R. van Nee and R. Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*, Artech House, 2000.
- [12] K. Feher, *Wireless Digital Communications: Modulation and Spectrum Applications*, Prentice Hall, 1998.
- [13] Ahmad R.S. Bahai, Burton R. Saltzberg and Mustafa Ergen, *Multi-carrier Digital Communications: Theory and Applications of OFDM, 2nd ed.*, Springer, 2004.
- [14] H. Yaghoobi, “Scalable OFDMA physical layer in IEEE 802.16 wirelessMAN”, Intel Technology Journal, vol. 8, iss. 3, pp. 1613-1621, Dec, 1997
- [15] 張文輝, “Adaptive Signal Processing”
- [16] 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.
- [17] IEEE LAN/MAN Standards Committee, “Broadband Wireless Access: IEEE MAN standard,” *IEEE 802.16a*, 2003.

簡 歷

張書維，民國七十二年生於台北縣。民國九十四年畢業於私立元智大學通訊工程學系，同年進入國立交通大學電信研究所，從事通訊系統方面的研究。於民國九十六年取得碩士學位，論文題目為「正交分頻多工傳輸上傳頻率同步」。

