

國立交通大學

電信工程學系

碩士論文

無線區域網路 802.11n 內接收機的設計

Inner Receiver Design for WLAN 802.11n

研究生：吳宗軒

指導教授：紀翔峰

中華民國九十六年八月

無線區域網路 802.11n 內接收機的設計
Inner Receiver Design for WLAN 802.11n

研究生：吳宗軒

Student：Tsung-Hsuan Wu

指導教授：紀翔峰

Advisor：Hsiang-Feng Chi

國立交通大學

電信工程學系碩士班

碩士論文

A Thesis

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

無線區域網路 802.11n 內接收機的設計

研究生：吳宗軒

指導教授：紀翔峰 博士

國立交通大學

電信工程學系碩士班

摘要

隨著近年來多媒體消費電子產品應用的蓬勃發展，因此也帶來了無線高速的多媒體傳輸需求。為了克服傳統無線系統傳輸容量的限制，多重輸入多重輸出-正交分頻多工(MIMO-OFDM)系統被引入為一個具期待性的技術。多重輸入多重輸出-正交分頻多工系統也已經被下一代高通量(High throughput)無線區域網路(Wireless Local Area Network, WLAN)的標準 IEEE 802.11n 所採用。藉由使用正交分頻多工技術，通量相較於原有系統 WLAN 802.11a/b/g 系統可以被大幅的提升，而且基地台的傳輸距離也可以增加。在此論文之中著重在根據 EWC (Enhanced Wireless Consortium) HT(High throughput) WLAN 802.11n 實體層技術提案設計出具整合性的內接收機演算法。整合的 802.11n 內接收機模擬效能是利用電腦模擬作為評估依據。而本論文目的為提供 WLAN 802.11n 接收機演算法一個參考設計依據。

內接收機可以分為幾個部份包含同步(初始同步與追蹤迴路)，IQ 不平衡補償，通道估計，以及資料的偵測。初始同步包含封包偵測、符元邊界粗估與細估、載波頻率的估計與補償；追蹤迴路則涵蓋載波頻率追蹤(相位追蹤)、取樣時脈偏移的追蹤與數位重採樣(Resampling)；IQ 不平衡補償演算法包刮 IQ 不平衡參數估計與補償的演算法；通道估計則是利用前置符元(Preamble)將不同天線的通道分離出來；資料的偵測除了一般的迫零(Zero-forcing)、最小均方誤差(MMSE)的等化方式外，縱向-貝爾實驗室多層空時(V-BLAST)也被用來解碼接收到的訊號。

Inner Receiver Design for WLAN 802.11n

Student: Tsung-Hsuan Wu

Advisor: Dr. Hsiang-Feng Chi

Department of Communication Engineering
National Chiao Tung University

ABSTRACT

In recent years, the booming multi-media consumer electronics applications bring about the demand of high speed media data wireless transmission. To overcome the transmission capacity limit of the traditional wireless systems, MIMO (Multiple Input/Multiple Output) is introduced as the most promising technology. Specially, the MIMO-OFDM technology has been adopted in the next-generation high throughput WLAN (wireless local area network) standard, namely IEEE 802.11n. By using MIMO-OFDM, the data throughput can be dramatically increased compared with the original WLAN 802.11 a/b/g, and the transmission distance to the base station could prolonged. This thesis is focused on the design of the integrated inner receiver algorithms for the proposal of EWC (Enhanced Wireless Consortium) HT (High throughput) WLAN 802.11n PHY layer. The performance of the integrated 802.11n inner receiver is evaluated by using computer simulation. This thesis is purposed to provide a reference design of the WLAN 802.11n receiver algorithms.

The inner receiver includes several parts: synchronization (initial synchronization and tracking loop), IQ imbalance compensation, channel estimation, and data detection. The initial synchronization is a composite of packet detection, coarse/fine timing synchronization, and coarse/fine frequency synchronization. In the synchronization tracking loop, there are the functions of residual frequency tracking (phase tracking), sampling frequency offset tracking, and digital resampling. The IQ imbalance compensation comprises the IQ imbalance parameters estimation and the compensation. The channel estimation is accomplished by using the preamble to extract each antenna-pair response. In the detection of data, in addition to the Zero-forcing and the MMSE equalization methods, the V-BLAST is adopted to decode the received data signal.

致謝

首先誠摯的感謝指導教授紀翔峰博士，老師悉心的教導使我得以一窺無線區域網路領域的深奧，不時的討論並指點我正確的方向，使我在這些年中獲益匪淺。老師對學問的嚴謹更是我輩學習的典範。本論文的完成另外亦得感謝的大力協助。因為有你的體諒及幫忙，使得本論文能夠更完整而嚴謹。

兩年裡的日子，實驗室裡共同的生活點滴，學術上的討論、言不及義的閒扯、讓人又愛又怕的宵夜、趕作業的革命情感、因為睡太晚而遮遮掩掩閃進實驗室.....，感謝眾位學長、同學、學弟的共同砥礪，你們的陪伴讓兩年的研究生生活變得絢麗多彩。

感謝林敬傑、林喆祥、何恩慶、陳俊偉、林偉凱、陳啟豪學長們不厭其煩的指出我研究中的缺失，且總能在我迷惘時為我解惑，也感謝吳歷恭、洪仁傑、陳冠霖、謝郁民同學的幫忙，恭喜我們順利走過這兩年。實驗室的當然也不能忘記，的幫忙及搞笑我銘感在心。

女朋友瑜伶在背後的默默支持更是我前進的動力，沒有瑜伶的體諒、包容，相信這兩年的生活將是很不一樣的光景。

最後，謹以此文獻給我摯愛的雙親。

目錄

第一章 緒論	1
1.1 研究動機.....	1
1.2 線網路系統簡介與發展現況.....	2
1.2.1 無線個人網路.....	2
1.2.2 無線區域網路.....	3
1.2.3 無線都會網路.....	3
1.2.4 無線廣域網路.....	4
1.3 論文組織.....	4
第二章 多輸入多輸出-正交分頻多工(MIMO-OFDM)和無線區域網路 (Wireless Local Area Network) 802.11n 系統介紹.....	5
2.1 多輸入多輸出-正交分頻多工(MIMO-OFDM)技術總覽.....	5
2.1.1 多輸入多輸出(MIMO)的傳輸原理.....	6
2.1.2 基本的多輸入多輸出-正交分頻多工的傳輸系統.....	9
2.1.3 多輸入多輸出(MIMO)系統的通道容量.....	11
2.2 無線區域網路 802.11n 實體層(PHY)的架構.....	13
2.2.1 系統的功能介紹.....	14
2.2.1.1 傳輸品質的提升.....	14
2.2.1.2 傳輸速率的提升.....	15

2.2.2 傳送機的架構.....	16
2.2.3 封包的傳輸格式模式與參數定義.....	17
2.2.4 接收機的架構.....	19
第三章 訊號與通道的模型.....	21
3.1 多輸入多輸出之正交分頻多工之系統的訊號模型.....	21
3.2 非理想的效應造成的影響.....	29
3.2.1 取樣時脈偏移與載波頻率偏移.....	29
3.2.2 IQ 通道不平衡(IQ Channel Imbalance).....	32
3.3 通道模型.....	35
3.3.1 多路徑衰落通道.....	35
3.3.2 加成性白色高斯雜訊.....	38
第四章 封包偵測，符元邊界時間點與載波頻率同步.....	40
4.1 封包偵測.....	40
4.2 時間的同步.....	45
4.2.1 符元邊界時間點的粗略估計.....	45
4.2.2 符元邊界時間點的細微估計.....	48
4.3 載波頻率同步.....	55
4.3.1 載波頻率的粗略同步.....	55
4.3.2 載波頻率的細微同步.....	61

4.3.3 載波頻率的追蹤.....	67
第五章 通道估計和資料偵測與解碼.....	73
5.1 通道估計.....	73
5.2 多重輸入輸出的資料偵測與解碼.....	77
5.2.1 訊號資訊場(Signal Field)的偵測與解碼.....	77
5.2.2 迫零(Zero-forcing)與最小均方誤差(MMSE)等化...79	
5.2.3 縱向-貝爾實驗室多層空時(V-BLAST)解碼.....	82
第六章 IQ 不平衡(IQ Imbalance)的估計與補償.....	85
6.1 IQ 不平衡的訊號模型與係數估計.....	86
6.2 IQ 不平衡的補償.....	93
6.3 模擬結果與分析.....	95
第七章 取樣時脈時間點的同步.....	99
7.1 取樣時脈偏移造成的影響.....	99
7.2 取樣時脈偏移的處理方式.....	100
7.3 取樣時脈偏移的偵測.....	101
7.4 取樣時脈偏移的補償.....	105
7.4.1 B-樣條(B-Spline)的基本原理.....	107
7.4.2 B-樣條(B-Spline)係數的選取.....	111
7.4.3 具Farrow架構的內插方式.....	112

7.4.4 三階(Cubic)的B-樣條(B-Spline)內插器.....	114
7.4.5 FIR 近似的預濾波器(prefilter)	115
7.5 模擬結果與分析.....	116
第八章 系統整合的處理程序與效能評估.....	120
8.1 內接收機的系統整合與訊號處理流程.....	120
8.2 效能評估.....	123
第九章 結論與未來展望.....	134
參考文獻.....	136
附錄.....	139
附錄一 IQ 不平衡對載波頻率偏移估計的影響.....	139



圖目錄

圖 2.1.1-1 單調MIMO通道架構	- 7 -
圖 2.1.1-2 頻率選擇衰落的MIMO通道架構	- 8 -
圖 2.1.2-1 頻域的MIMO-OFDM通道模型.....	- 9 -
圖 2.1.3-1 SISO系統的通道容量.....	- 11 -
圖 2.1.3-2 MISO系統的通道容量	- 12 -
圖 2.1.3-3 SIMO系統的通道容量	- 12 -
圖 2.1.3-4 具多樣性的MIMO系統的通道容量	- 13 -
圖 2.1.3-5 具多工的MIMO系統的通道容量	- 13 -
圖 2.2.2-1 傳送機的方塊圖.....	- 16 -
圖 2.2.3-1 綠燈區(GREEN FIELD)的PLCP封包格式.....	- 18 -
圖 2.2.3-2 綠燈區(GREEN FIELD)的PLCP封包格式.....	- 18 -
圖 2.2.4-1 內接收機處理前置符元和領航訊號的部份.....	- 20 -
圖 2.2.4-2 內接收機處理資料的部分	- 20 -
圖 3.2.1-1 取樣頻率週期偏移的影響	- 30 -
圖 3.2.1-2 ϕ_k 和載波頻率 k 的關係.....	- 31 -
圖 3.2.1-2 取樣時脈偏移和載波頻率偏移共同造成的相位旋轉和載波頻率 k 的關係.....	- 32 -
圖 3.2.1-3 QPSK訊號點的星狀圖因相位旋轉造成的影響	- 32 -
圖 3.2.2-1 無中頻降頻器的接收系統.....	- 33 -
圖 3.2.2-2 具IQ不平衡的訊號接收模型.....	- 34 -
圖 3.2.2-3 等效具IQ不平衡的複數訊號接收模型	- 34 -
圖 3.3.1-1 $\theta = 0$; $AS = 30^\circ$ 的LAPLACIAN機率分佈	- 37 -
圖 4.1-1 自動增益控制(AGC)和封包偵測的設計架構.....	- 40 -
圖 4.1-2 AGC和封包偵測的處理時間點分配.....	- 41 -
圖 4.1-3 在不同SNR下 4x4 MIMO通道的封包偵測狀況.....	- 42 -
圖 4.1-4 在不同的臨界值下 2x2 MIMO通道的封包錯失率	- 43 -
圖 4.1-5 雙滑動窗的SNR估計方法	- 44 -
圖 4.2.1-1 粗略的時間同步的方塊圖.....	- 46 -
圖 4.2.1-2 $P_R(n)$ 在粗略的時間同步時的預期結果	- 47 -
圖 4.2.1-3 粗略時間同步的模擬結果	- 48 -
圖 4.2.2-1 細微時間同步的方塊圖.....	- 49 -
圖 4.2.2-2 第一個長前置符元在 4 根傳送天線結構下的循環位移.....	- 50 -
圖 4.2.2-3 $g_1(n)$ 為所有傳送天線的絕對值通道響應之循環位移和	- 51 -
圖 4.2.2-4 $g(n)$ 的在 5dB SNR下 4x4 MIMO通道的模擬結果.....	- 52 -
圖 4.2.2-5 細微時間同步的演算法說明圖.....	- 52 -
圖 4.2.2-6 細微時間同步演算法的硬體說明圖	- 54 -
圖 4.2.2-7 封包偵測與時間同步的綜合分析結果.....	- 54 -

圖 4.3.1-1 載波頻率粗略同步的方塊圖.....	55
圖 4.3.1-2 AGC和粗略頻率同步的處理時間點分配.....	56
圖 4.3.1-3 100 次 5.8GHz頻帶的頻率偏移降低.....	59
圖 4.3.1-4 100 次 2.4GHz頻帶的頻率偏移降低.....	60
圖 4.3.1-5 在不同訊雜比下 2.4GHz頻帶的殘餘頻率偏移變異數.....	60
圖 4.3.1-5 粗略頻率同步的頻率偏移回復能力說明.....	61
圖 4.3.2-1 載波頻率細微同步的方塊圖.....	62
圖 4.3.2-2 在第一個前置符元下 \hat{T}_C 估計時間點.....	62
圖 4.3.2-3 在第一個前置符元下估計頻率所使用的資料範圍.....	63
圖 4.3.2-4 在不同的天線結構下細微頻率同步的模擬結果.....	65
圖 4.3.2-5 在不同的通道結構不同的訊雜比下細微頻率同步的模擬結果.....	66
圖 4.3.3-1 載波頻率追蹤的方塊圖.....	68
圖 4.3.3-2 ϕ_k 和載波頻率K的關係.....	68
圖 4.3.3-3 取樣時脈偏移和載波頻率偏移造成的相位旋轉和載波頻率K的關係.....	69
圖 4.3.3-4 OFDM符元間HT-DATA在頻域上HT-DATA的相位補償.....	70
圖 4.3.3-5 載波頻率同步的效能分析.....	72
圖 5.1-1 通道估計的系統方塊圖.....	73
圖 5.1-2 2X2 GREEN FIELD MIMO長前置符元封包架構.....	74
圖 5.1-3 根據 P_{HLLTF} 在 4 根傳送天線的長前置符元傳送格式.....	76
圖 5.1-4 配合時間同步和通道估計的模擬結果.....	77
圖 5.2.1-1 綠燈區(GREEN FIELD)的PLCP封包格式.....	78
圖 5.2.2-1 雜訊功率的估計結果.....	81
圖 5.2.2-2 雜訊功率估計的變異數結果.....	82
圖 6-1 無中頻降頻器的接收系統.....	86
圖 6.1-1 具IQ不平衡的訊號接收模型無中頻降頻器的系統.....	87
圖 6.1-2 等效具IQ不平衡的複數訊號接收模型.....	89
圖 6.1-3 IQ 不平衡的係數估計.....	90
圖 6.1-4 第一個長前置符元與短前置符元的符號說明圖.....	90
圖 6.1-5 第一個長前置符元與與細微時間同步估計的結果對應圖.....	91
圖 6.2-1 頻率同步、時間同步和IQ不平衡補償的整合架構.....	94
圖 6.2-2 頻率同步和IQ不平衡補償的整合架構.....	95
圖 6.3-1 $A = 0.2, \theta = 10^\circ$ IQ不平衡補償的錯誤率模擬結果.....	96
圖 6.3-2 $A = 0.1, \theta = 5^\circ$ IQ不平衡補償的錯誤率模擬結果.....	97
圖 6.3-3 $A = 0.1, \theta = 5^\circ$ IQ不平衡補償的錯誤率模擬結果比較.....	97
圖 7.1-1 取樣頻率週期偏移的影響.....	100
圖 7.2-1 非同步取樣系統下的數位重採樣方塊圖.....	101
圖 7.3-1 二階迴路濾波器架構.....	102

圖 7.3-2 二階迴路濾波器的脈衝響應.....	102 -
圖 7.3-3 取樣時脈與載波頻率同步的收斂.....	103 -
圖 7.3-4 40MHz頻寬應用取樣時脈初始值的偏移期望值.....	104 -
圖 7.3-5 20MHz頻寬應用取樣時脈初始值的偏移期望值.....	105 -
圖 7.4-1 取樣時脈偏移的補償概念.....	106 -
圖 7.4-2 重採樣時的時間指標關係圖.....	107 -
圖 7.4.1-1 連續時間B-樣條 0 到 3 階的迴旋關係.....	109 -
圖 7.4.1-2 離散時間B-樣條 0 到 3 階的迴旋關係.....	110 -
圖 7.4.2-1 係數直接轉換的預濾波器.....	112 -
圖 7.4.3-1 位移D的離散時間B-樣條取樣.....	113 -
圖 7.4.3-2 距離D的B-樣條內插器架構.....	113 -
圖 7.4.3-3 具FARROW結構的B-樣條內差器.....	114 -
圖 7.4.4-1 距離D的三階B-樣條內差器.....	115 -
圖 7.4.5-1 經截取後的FIR預濾波器脈衝響應.....	116 -
圖 7.5-1 取樣時脈偏移-100PPM與殘餘載波頻率偏移的追蹤.....	117 -
圖 7.5-2 取樣時脈偏移+100PPM與殘餘載波頻率偏移的追蹤.....	118 -
圖 7.5-3 取樣時脈偏移的補償對效能影響的結果.....	119 -
圖 8.1-1 內接收機的訊號處理流程圖.....	120 -
圖 8.1-2 前置符元的訊號處理結構圖.....	122 -
圖 8.1-3 資料符元的訊號處理結構圖.....	123 -
圖 8.2-1 二階迴路濾波器架構.....	124 -
圖 8.2-2 二階迴路濾波器的脈衝響應.....	124 -
圖 8.2-3 ZERO-FORCING的資料偵測.....	129 -
圖 8.2-4 MMSE的資料偵測.....	129 -
圖 8.2-5 ZERO-FORCING V-BLAST的資料解碼.....	130 -
圖 8.2-6 MMSE V-BLAST的資料解碼.....	130 -
圖 8.2-7 2x2 MIMO 頻寬:20MHz.....	132 -
圖 8.2-8 4x4 MIMO 頻寬:20MHz.....	132 -
圖 8.2-9 2x2 MIMO 頻寬:40MHz.....	133 -
圖 8.2-10 4x4 MIMO 頻寬:40MHz.....	133 -
圖A.1-1 IQ不平衡對載波頻率估計的影響.....	140 -

表目錄

表 3.1 訊號符號定義表.....	- 22 -
表 3.2 在不同場(FIELD)的載頻(TONE)使用表	- 23 -
表 3.3 HT 的循環位移.....	- 24 -
表 3.4 室內通道的環境參數.....	- 38 -
表 7.4.1 離散時間 B-樣條以及位移 B-樣條的 Z 轉換	- 111 -
表 8.2-1 內接收機的模擬參數.....	- 124 -
表 8.2-2 20MHz 頻寬環境 SFO 迴路濾波器係數.....	- 125 -
表 8.2-3 40MHz 頻寬環境 SFO 迴路濾波器係數.....	- 125 -
表 8.2-4 20MHz 頻寬 CFO 迴路濾波器係數.....	- 126 -
表 8.2-5 40MHz 頻寬 CFO 迴路濾波器係數.....	- 126 -



第一章 緒論

隨著近年來 Wi-Fi(802.11x)無線區域網路產品的日漸普及與 WiMAX、3G 無線通訊技術的推波助瀾下，無線通訊技術一直是大家所注目的焦點。而由 Intel 所主導成立的 Wi-Fi 聯盟也已經即將完成下一代高速無線區域網路 IEEE 802.11n 的結合制定。IEEE 802.11n 的主要目的是相對於舊有的 802.11a(54Mbps)、802.11b(11Mbps)、802.11g(54Mbps) 在相同的頻寬條件下能夠達到大幅度的提升傳送速率以及增加基地台可傳輸的距離，其傳送速率最高可達到 288.9Mbps，如果再加入寬頻規範最高可達 600Mbps。高速的傳輸速率不但可以因應新穎的多媒體應用需求，而且也可以有效提升使用者頻寬的使用效率。

本論文目的是在實現一個完整的系統，以 EWC(Enhanced Wireless Consortium) HT(High throughput) WLAN 802.11n 實體層的技术提案[1]為基本，設計一個整合的基頻內接收機系統演算法。內接收機可以分為幾個部份包含初始同步，追蹤迴路，IQ 不平衡補償，通道估計，以及資料的偵測。初始同步包含封包偵測、符元邊界粗估與細估、載波頻率的估計與補償；追蹤迴路則包括載波頻率追蹤(相位追蹤)、取樣時脈偏移的追蹤與內插；IQ 不平衡補償演算法包含 IQ 不平衡參數估計與補償的演算法；通道估計則是利用前置符元(Preamble)將不同的通道分離出來；資料的偵測除了一般的迫零(Zero-forcing)、最小均方誤差(MMSE)等化器的方式外，也可以選擇縱向-貝爾實驗室多層空時(V-BLAST)解碼接收到的訊號。

在本章節當中首先介紹研究動機，然後針對無線網路系統與發展現況做一個簡單的介紹，接著概述一下本論文的組織與結構。

1.1 研究動機

IEEE 802.11n 工作小組已經在 2007 年初通過了 802.11n 2.0 版的草

案，抓住無線區域網路以後一定會變成未來發展的主流趨勢，我們針對 IEEE 802.11n 即將通過的提案，希望提出一套完整的系統演算法把整個內接收機建構完成，並藉由整個建構過程中學習以系統的角度思考，當整個系統整合起來會發生的問題與解決方案。在盡可能逼近實際的射頻和類比電路系統之下，我們希望提供一套具有可實踐的數位演算法達到預期的傳輸速率與功能，並藉由模擬驗證，證明演算法的可行性。

1.2 無線網路系統簡介與發展現況

從目前的無線網路系統發展來看，基本上是朝兩個方向發展的，一個是往速度越來越快的方向走，另外一個則是往移動性越來越好的方向演進。不論從個人網路(PAN)、區域網路(LAN)、都會網路(MAN)乃至於廣域網路(WAN)的發展趨勢都是如此，我們以下就針對這三種概述一下其發展的現況。

1.2.1 無線個人網路

無線個人網路(Wireless Personal Area Network, WPAN)是相當小型的隨意網路，通常涵蓋範圍不超過十公尺。由於通訊的範圍非常有限，所以通常無線個人網路可以達成取代實體傳輸線的目的，讓不同系統能夠近距離的進行資料同步或是連線。

目前已經成型的無線個人網路有三個：藍牙(Bluetooth, IEEE 802.15.1)、Zigbee(IEEE 802.15.4)、超寬頻(UWB)。目前藍牙的發展比較受限，因為他原本低耗電量，低成本的優勢已經不在；相反的它的通訊距離短與傳送速度低的缺點依然存在。而 Zigbee 的主要特色是低速、低耗電、支援大量網路節點、支援多種網路拓樸(topology)。超寬頻原本是用於美國國防工業，是一種具備低耗電與高速傳輸的無線個人區域網路通訊技術，適合需要高品質服務的無線通訊應用。利用脈衝訊號來傳送，並加上時間調變技術，這令其傳送速度可以大大提高，而且耗電量相對地低，並有較前精確的定位能力。超寬頻(UWB)的傳輸距離都是在

十公尺之內，它的傳輸速率高達 480Mbps。

1.2.2 無線區域網路

目前無線區域網路(Wireless Local Area Network, WLAN)能提供強大的無線網路傳輸能力，其主要使用的技術是展頻或是正交分頻多工，範圍最大可以涵蓋一百公尺；無線區域網現在已經廣泛的應用在商務區、大學、機場、及其他公共區域。目前的無線區域網路以 IEEE 802.11 標準為基礎，Wi-Fi 則是用來相容各種 802.11 標準的協定。常見的無線網路標準有 802.11a(頻帶:5GHz, 最大傳輸速率:54Mbps), 802.11b(頻帶:2.4GHz, 最大傳輸速率:11 Mbps), 802.11g(頻帶:2.4GHz, 最大傳輸速率:54Mbps), 802.11n(頻帶:2.4GHz/5GHz, 最大傳輸速率:600Mbps)四種規格。基本上 802.11 使用的頻帶都是免費的工業、科學、醫用 (ISM) 頻帶。歸功於新型多重輸入輸出無線網路技術 802.11n 可以提供超過 100Mbps 的資料傳輸速率。



1.2.3 無線都會網路

無線都會網路(Wireless Metro Area Network, WMAN)是一種可涵蓋都市或是郊區的無線通訊網路，它是使用 10GHz 到 66GHz 的頻帶，因為高頻所以波長比較短，亦被障礙物遮蔽，所以必須有不被遮蔽的通道。以往具備 T1 或是 T3 等級的資料速率的長距離無線技術都是由大型電話業者或是獨立區域的電信業者所專有經營，用來連接距離較遠的區域或是大範圍校園。此標準可以提供點對多點的網路拓撲，現在 WMAN 最熱門的技術就屬 IEEE 802.16; 802.16 標準主要有兩個，一個是將之前所定的 802.16、802.16a、c、d 等標準整合起來，稱為 802.16-2004，其具備了單一的媒體接取控制器(MAC)，但是實體層是可以不同。另外一個標準則是具有移動性的 802.16e，目前所談的 802.16 為 802.16e-2005 同時提升了 802.16-2004 的原先功能外也包括了移動性的優點。802.16 是採用 Wireless MAN Scalable OFDMA 的載波技術。其傳輸速率會隨傳輸距離而改變，但理論上可以最大達到 70Mbps。由於具備服務品質(Quality of Service, QoS)

因此可以傳送語音，影像，或是具有不同優先順序的資料。

1.2.4 無線廣域網路

無線廣域網路(Wireless Wide Area Network, WWAN)是行動電話及數據服務所使用的數位行動通訊網路由電信業者所經營，它是使用蜂巢式網路技術傳送資料。無線廣域網路的連線能力可以涵蓋相當廣泛的地理區域甚至是全球，但是目前的資料傳輸速率都偏低，只有 115Kbps，和其他較為區域性的無線技術相去甚遠。目前全球的無線廣域網路主要採用兩大技術-分別是 GSM 及 CDMA，這兩套技術將來都將以平行的步調發展。

1.3 論文組織

在第一章主要是在介紹研究動機與無線網路系統的發展趨勢，依照傳輸距離的不同做歸納，藉此將要研究的無線區域網路介紹它在無線網路世界的定位。第二章則是將 WLAN 需要用到的技術做說明、EWC 提出的系統提案做簡單的介紹。第三章則是建立起我們需要使用到的系統架構、系統中會遇到的非理想效應以及通道模型。建立完系統的架構之後第四章則是要分析如何在實際系統中考慮所有非理想的效應，作時間與頻率的同步。第五章則是介紹通道的估計與針對此系統規範傳輸資料的各種解碼方式。第六章導入類比電路的非理想效應 IQ 不平衡(IQ Imbalance)的概念並且根據此系統補償之。第七章裡面我們設法解決因為傳送端與接收端取樣時脈不一致所衍生的問題。第八章的目的就是把前面四章的演算法串起來，然後把系統的訊號處理時序建立起來，模擬系統演算法的效能並且做評估。第九章中提出本論文的結論與未來展望。

第二章

多輸入多輸出-正交分頻多工和無線區域網路

802.11n 系統介紹

在第一章中，已經大致上分析了無線區域網路在現今的無線通訊的定位，在本章節之中我們要就 WLAN 802.11n 需要用到的多輸入多輸出-正交分頻多工的理论與技術作介紹，之後會再介紹 WLAN 802.11n 的實體層系統。

在多輸入多輸出-正交分頻多工的總覽裡面我們將會介紹傳輸原理、通道容量的分析、以及針對空間的多樣性(Diversity)作空時的處理。在WLAN 802.11n 實體層的架構章節裡面，將會描述系統的功能、傳送與接收機的架構、封包的傳輸格式與傳輸參數的定義。



2.1 多輸入多輸出-正交分頻多工技術總覽

有一些理由可以解釋為什麼 MIMO 可以成為未來的無線通訊趨勢。第一，高速而且高品質的資料傳輸需求逐漸的越來越被未來的無線多媒體通訊應用迫切的需要。第二，由於頻寬嚴然已經是一個非常缺乏而且是一個非常珍貴的資源，因此我們必須提高頻寬的使用率。第三，因為通道的容量會受到干擾 (Interference) 而限制，為了避免通到間彼此干擾，所以通道的功率必須被限制，因此通道容量無法藉由提高傳輸功率而獲得。第四，時間和頻率的處理在以往的應用已經使用到一定的極限了，但是空間卻是一個尚待開發的資源。

而正交分頻多工(OFDM)源自於多載波調變(Multi-Carrier Modulation, MCM)，這是一個把快速的傳輸的資料流(Data Stream)分散到M個慢速資料流，藉由使用M個慢速的資料流個別調變到M個不一樣的載波。如此一來此M個慢速資料流相較於原本的一個快資料流，具有M倍的時間可以傳一樣多的資料。因為傳送

的時間變長了M倍，所以更加能抵抗多路徑延遲擴散(Multi-path Delay Spread)所造成的交互符元干擾(Inter Symbol Interference, ISI)。以下將列舉正交分頻多工(OFDM)的優點：

1. 由於具有較長的符元傳送時間與保護區段(Guard Interval, GI)，因此可以高度容忍多路徑延遲擴散。
2. 由於每一個載波僅僅佔據一小部分的頻寬，在此頻寬內的振幅與相位通道響應可以視為一個常數，因此可以有效的對抗通道的失真，不需要在時域做等化(Equalization)。
3. 針對不同的通道響應，藉由倒水理論(Water Filling Theory)去調整每一個載波的調變與編碼，傳輸的吞吐量(Throughput)可以被最大化。
4. 因為傳送符元的時間被拉長，所以更可以對抗突波雜訊(Impulse Noise)

在我們的應用裡面，將會把重點放在如何針對相同的一個通道增加傳輸的吞吐量的議題。



2.1.1 多輸入多輸出-正交分頻多工的傳輸原理

MIMO 可能可以提升使用者的連線品質(Link Quality)或是提高使用者的資料傳輸速率(Data Rate)。空時處理(Space Time Processing)的主要功能有兩個：多樣性(Diversity)與多工性(Multiplexing)。要達到最佳的空時使用效率就必須要多樣性和多工性之間找到一個折衷的方法。在無線通訊的環境中，空間的多工性本質上可以提高資料傳輸速率。以下我們將做兩種不一樣的通道架構做介紹。另一方面如果在 OFDM 的系統中，我們更可以享有單調衰落(Flat-fading)的通道特性。

在以下 MIMO 的例子裡面有 N 根傳送天線，M 跟接收天線。在下面的圖 2.1.1-1 中是一個單調衰落的 MIMO 通道。

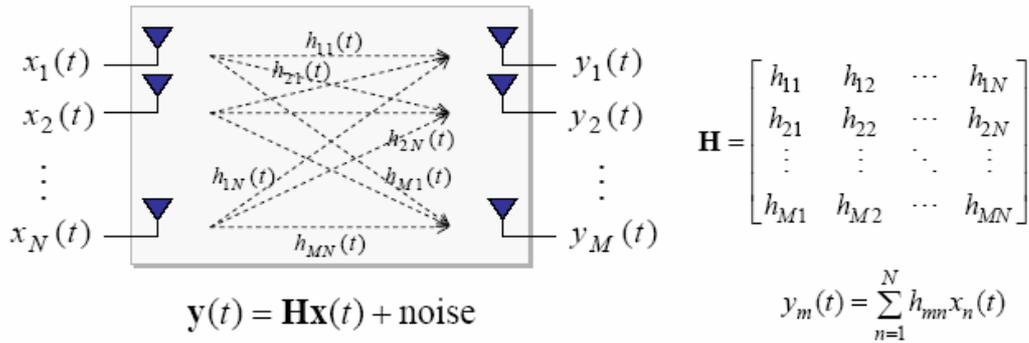


圖 2.1.1-1 單調 MIMO 通道架構

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{H} \cdot \mathbf{x}(t) + \text{noise} \quad \text{式(2.1)}$$

$\mathbf{H} = \{h_{mn}\}$ 是一個 $M \times N$ 的通道矩陣(Channel Matrix)。

$\mathbf{x}(t) = \{x_n(t)\}$ 是一個 $N \times 1$ 的通道輸入訊號向量。

$\mathbf{y}(t) = \{y_m(t)\}$ 是一個 $M \times 1$ 的通道輸出訊號向量。

$h_{mn}(t) = h_{mn}$ 可以成立是因為 OFDM 的系統單調衰落的假設是可以被認可的。

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{H} \cdot \mathbf{x}(t) + \mathbf{n}(t) \quad \text{式(2.2)}$$

$\mathbf{x}(t) \triangleq [x_1(t), x_2(t), \dots, x_N(t)]^T \in \mathbb{C}^N$ 是傳送訊號向量。

$\mathbf{y}(t) \triangleq [y_1(t), y_2(t), \dots, y_M(t)]^T \in \mathbb{C}^M$ 是接收訊號向量。

$x_n(t)$ 是具有平均為零 (Zero-mean) 而且變異數 (Variance) 為 P/N 的傳送訊號：

P 是所有從天線傳出去的平均傳送功率。

h_{mn} 是一具有 i. i. d. (相同且獨立分佈) 的複數瑞雷衰落增益。每一筆資料的分佈皆滿足複數常態分佈平均值為零，變異數為一， $h_{mn} \in CN(0,1)$ 。(這樣的假設可以確保通道是滿秩(Full Rank))

$\mathbf{n}(t)$ ：雜訊向量，每一筆資料的分佈皆滿足複數常態分佈平均值為零，變異數為 σ_n^2 ， $n_m(t) \in CN(0, \sigma_n^2)$ 。

$\gamma = P / \sigma_n^2$ 是針對於每一個接收天線的平均訊雜比 (Signal-Noise Ratio)。

在以下 MIMO 的例子裡面有 N 根傳送天線， M 跟接收天線。在下面的圖 2.1.1-2

中是一個頻率選擇(Frequency-Selective)衰落的MIMO通道。

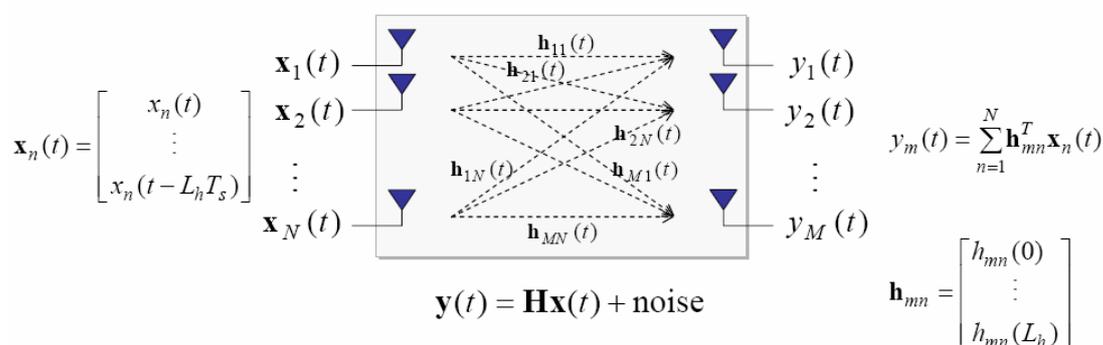


圖 2.1.1-2 頻率選擇衰落的 MIMO 通道架構

$\mathbf{H} = \{\mathbf{h}_{mn}^T\}$: 是一個 $M \times N(L_h+1)$ 的通道矩陣。

$\mathbf{x}(t) = \{\mathbf{x}_n(t)\}$: 是一個 $N(L_h+1) \times 1$ 的較大的通道輸入向量。

$\mathbf{x}_n(t)$ 是第 n 根傳送天線的通道輸入向量，大小為 $(L_h+1) \times 1$ 。

$\mathbf{y}(t) = \{y_m(t)\}$: 是一個 $M \times 1$ 的通道輸出訊號向量。

L_h 是通道的最大階數(Order)。

一個線性的MIMO系統可以被描述為一個離散時間(Discrete Time)空時模型

如式(2.3)

$$\mathbf{y}_n = \sum_{l=0}^{L_h} \mathbf{H}_l \cdot \mathbf{x}_{n-l} + \mathbf{n}_n \quad \text{式(2.3)}$$

$$\begin{bmatrix} y_{1,n} \\ y_{2,n} \\ \vdots \\ y_{M,n} \end{bmatrix}_{\mathbf{y}_n: M \times 1} = \sum_{l=0}^{L_h} \underbrace{\begin{bmatrix} h_{11,l} & h_{12,l} & \cdots & h_{1N,l} \\ h_{21,l} & h_{22,l} & \cdots & h_{2N,l} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M1,l} & h_{M2,l} & \cdots & h_{MN,l} \end{bmatrix}}_{\mathbf{H}_l: M \times N} \underbrace{\begin{bmatrix} x_{1,n-l} \\ x_{2,n-l} \\ \vdots \\ x_{N,n-l} \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_{n-l}: N \times 1} + \underbrace{\begin{bmatrix} n_{1,n-l} \\ n_{2,n-l} \\ \vdots \\ n_{N,n-l} \end{bmatrix}}_{\mathbf{n}_n: M \times 1}$$

一個線性的MIMO系統也可以被描述為一個離散時間(Discrete Time)空頻(Space Frequency)模型如式(2.4)

$$\mathbf{y}(f) = \mathbf{H}(f) \cdot \mathbf{x}(f) + \mathbf{n}(f) \quad \text{式(2.4)}$$

OFDM系統的基本特性就是其空頻模型在一般的情況下可以表示為一個較為簡單

的單調MIMO通道架構，因此在接下來的討論將集中在離散時間的空頻模型。

空間多工(Spatial Multiplexing)通常以BLAST為代表可以本質上地提升頻譜使用效率。因為空間多工，在共同傳輸時間、共同的傳輸頻率，不同傳輸天線間獨立的平行空間通道可以達成高度的頻譜使用效率。其中必須要滿足的通道條件就是豐富多路徑散射(Scattering)。當滿足這個條件之後，每一根接收天線皆可以輕易的把不同的傳送天線訊號做分離。

2.1.2 基本的多輸入多輸出-正交分頻多工的傳輸系統

在單一輸入單一輸出 (SISO, Single Input Single Output)-OFDM 系統裡，頻譜使用效率已經被最大化，而且每一個頻域的資料可以獨立的處理不受其他的頻域資料影響。當資料偵測之前有適當的完成同步和通道估計，這些頻域的資料可以簡單的用一個乘法器完成等化器的功能。相較於圖 2.1.1-2，在 MIMO-OFDM 系統裡面通道矩陣可以更加一步被化簡為下圖 2.1.2-1。

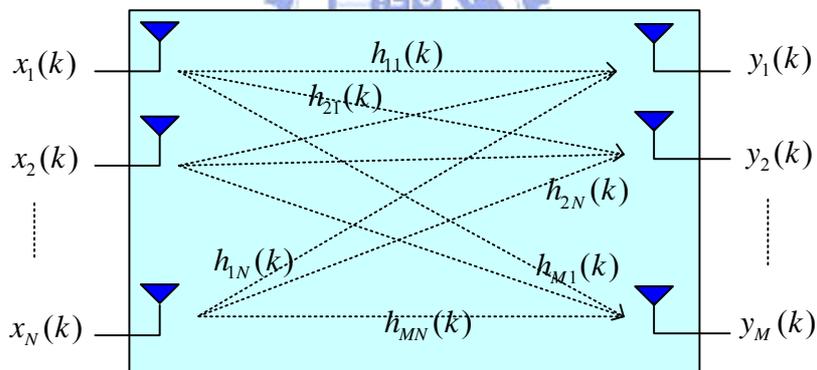


圖 2.1.2-1 頻域的 MIMO-OFDM 通道模型

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{H}(k) \cdot \mathbf{x}(k) + \mathbf{n}(k) \quad \text{式(2.5)}$$

$\mathbf{y}(k) = [y_1(k), y_2(k), \dots, y_M(k)]^T$ 是第k個子載波的通道輸出向量。

$\mathbf{x}(k) = [x_1(k), x_2(k), \dots, x_N(k)]^T$ 是第k個子載波的通道輸入向量。

$$\mathbf{H}(k) = \begin{bmatrix} h_{11}(k) & h_{12}(k) & \cdots & h_{1N}(k) \\ h_{21}(k) & h_{22}(k) & \cdots & h_{2N}(k) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M1}(k) & h_{M2}(k) & \cdots & h_{MN}(k) \end{bmatrix} \quad \text{是第}k\text{個子載波的通道矩陣。}$$

$\mathbf{n}(k) = [n_1(k), n_2(k), \dots, n_M(k)]^T$ 是第 k 個子載波的雜訊向量。每一筆隨機資料的分佈皆滿足複數常態分佈平均值為零，變異數為 σ_n^2 ， $n_m(t) \in CN(0, \sigma_n^2)$ 。

從式 2.5 可以解出第 k 個子載波的傳送資料藉由一些常見的演算法，迫零 (Zero-forcing)、最小均方誤差 (MMSE, Minimum Mean Square Error)、VBLAST。這些方法的目的都是一樣具有把其他傳送天線的干擾壓低的功能。接下來我們將簡單的對這前面兩種演算法做介紹。VBLAST 則是 Zero-forcing 或 MMSE 的延伸將在後面章節做詳細介紹。

迫零演 (Zero-forcing) 算法:

例案一 當 $N > M$ ，的解稱為最小 norm 解:

$$\mathbf{x}(k) = \mathbf{H}^H(k) (\mathbf{H}(k) \mathbf{H}^H(k))^{-1} \mathbf{y}(k) \quad \text{式(2.6)}$$

例案二 當 $N = M$ ，的解稱為唯一解:

$$\mathbf{x}(k) = \mathbf{H}^{-1}(k) \cdot \mathbf{y}(k) \quad \text{式(2.7)}$$

例案三 當 $N < M$ ，的解稱為最小平方 (Least Square) 解:

$$\mathbf{x}(k) = (\mathbf{H}^H(k) \mathbf{H}(k))^{-1} \mathbf{H}^H(k) \cdot \mathbf{y}(k) \quad \text{式(2.8)}$$

最小均方誤差 (MMSE) 演算法:

假設訊號總合傳送的功率為一，雜訊功率為 σ_n^2

例案一 當 $N \leq M$ ，

$$\mathbf{x}(k) = (\mathbf{H}^H(k) \mathbf{H}(k) + \sigma_n^2 \mathbf{I}_N)^{-1} \mathbf{H}^H(k) \mathbf{y}(k) \quad \text{式(2.9)}$$

例案一 當 $N > M$

$$\mathbf{x}(k) = \mathbf{H}^H(k) (\mathbf{H}(k) \mathbf{H}^H(k) + \sigma_n^2 \mathbf{I}_M)^{-1} \mathbf{y}(k) \quad \text{式(2.10)}$$

理論上在低訊雜比的情況下MMSE演算法會優於Zero-forcing演算法，高訊雜比得情形下MMSE演算法會和Zero-forcing演算法會有很接近的效能表現。而V-BLAST中可以選擇使用MMSE或是Zero-forcing，在沒有錯誤傳遞(Error Propagation)的情況下，基本上V-BLAST可以更加的提升效能。在往後的章節我們將會比較並分析不同的演算法之間的效能。

2.1.3 多輸入多輸出系統的通道容量

多路徑延遲(Multipath Propagation)通道一直以來被認為是不良的效應，因為這樣的通道會造成訊號的忽強忽弱。而現今的研究已經逐漸證明多路徑延遲通道可以對通道容量產生貢獻。消息理論中可以證明，如果在相同的傳輸功率下、相同的頻寬下，多路徑延遲的通道可以讓傳送端和接收端同時達到平行而且獨立的資料流傳輸。接下來我們將要為不同天線數目傳輸的通道容量做比較與分析。



單一輸入單一輸出(SISO)頻譜使用率的極限(Shannon通道容量極限公式):

消息理論中，根據Shannon的公式指出，如果通道的係數的變異數被正規化(Normalize)為一，單根天線的通道容量受限於訊雜比。如以下圖2.1.3-1的公式所示，單位頻寬的頻譜使用效率每增加一位元(bps/Hz)，大概需要兩倍的功率，換句話說如果希望從1bps/Hz提升到11bps/Hz大概需要增加傳送功率為1000倍!

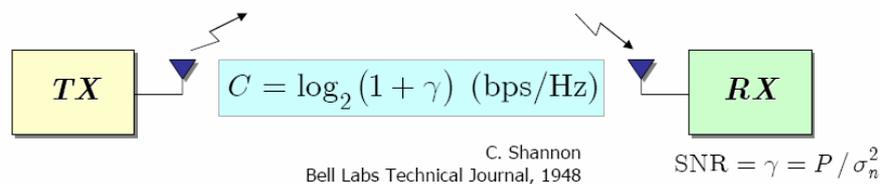


圖 2.1.3-1 SISO 系統的通道容量

多重輸入單一輸出(MISO)頻譜使用率的極限:

如果傳送端具有通道的訊息(Channel Information)。一組大小為N的傳送陣列可以提供傳輸的多樣性對抗衰落的通道，而且從圖2.1.3-2的公式裡面可以發

現當提升訊雜比的時候在頻譜使用效率依然是一個緩慢的對數成長，但是相較於之前SISO的例子對應到的等效訊雜比的增益有N倍的提升。這時候此MISO系統使用到多樣性的優點。

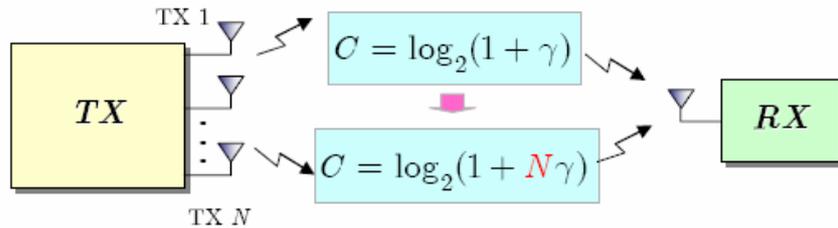


圖 2.1.3-2 MISO 系統的通道容量

單一輸入多重輸出(SIMO)頻譜使用率的極限:

如果接收端具有通道的訊息(Channel Information)。一組大小為M的傳送陣列可以提供接收的多樣性對抗衰落的通道，而且從圖2.1.3-3的公式裡面可以發現當提升訊雜比的時候在頻譜使用效率依然是一個緩慢的對數成長但是相較於之前SISO的例子對應到的等效訊雜比的增益有M倍的提升。這時候此SIMO系統使用到多樣性的優點。

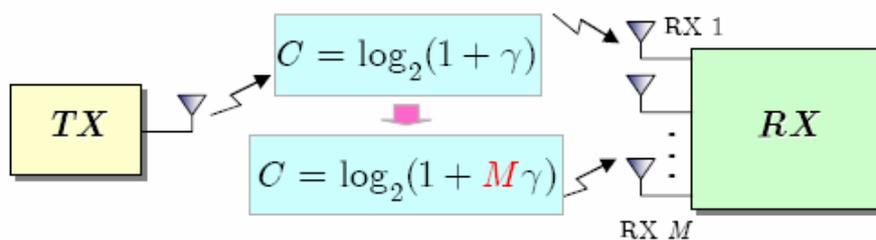


圖 2.1.3-3 SIMO 系統的通道容量

多重輸入多重輸出(MIMO)頻譜使用率的極限:

如果傳送端和接收端都有通道訊息(Channel Information)，假設傳送端的每一根天線傳送相同的資料流。在傳送和接收都具有多樣性的情況下，從圖2.1.3-4的公式裡面可以發現當提升訊雜比的時候在頻譜使用效率依然是一個緩慢的對數成長，但是相較於之前SISO的例子對應到的等效訊雜比的增益有M*N倍

的提升。這時候此MIMO系統使用到多樣性的優點。

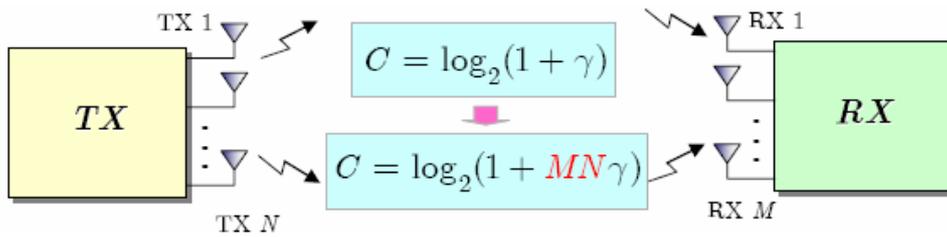


圖 2.1.3-4 具多樣性的 MIMO 系統的通道容量

如果傳送端和接收端都有通道訊息，假設傳送端的每一根天線傳送不同的資料流。在傳送和接收都具有多工的情況下，從圖2.1.3-5的公式裡面可以發現頻譜使用效率是一個對於傳送或是接收端最小天線數目的線性成長，相較於之前SISO的例子對應到的頻寬使用效率可以因為天線數目的增加而快速提升。這時候此MIMO系統使用到多工的優點。

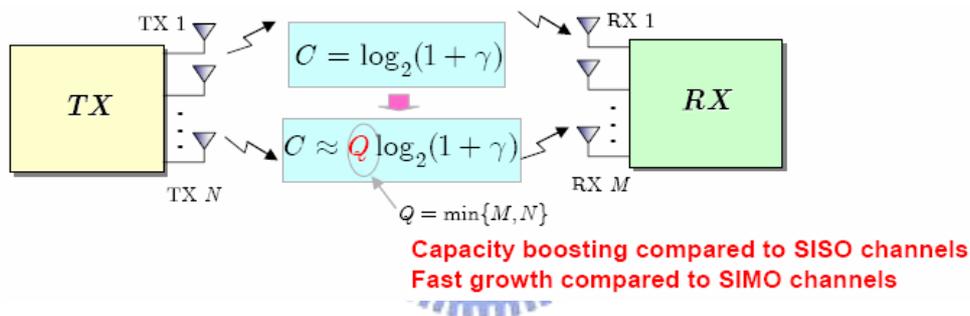


圖 2.1.3-5 具多工的 MIMO 系統的通道容量

因此我們可以發現當使用多重輸入多重輸出天線的系統可以選擇使用多工的優點或是多樣性的優點，兩種優點必須從應用中評量應該如何搭配使用。雖然在實際的802.11n提案裡面兩者都是具備的，在我們的論文當中，比較著重於提升頻寬使用率的多工的優點。

2.2 無線區域網路 802.11n 實體層的架構

在EWC HT PHY的1.27版[1]的提案裡面，為了相容於既有的802.11a/b/g/j標準，定義了許多為了相容的模式(Mode)，以及封包傳送格式，目的就是希望把無線區域網路的市場擴大。在實體層裡面定義了三種可以切換的模式：傳統模式(Legacy Mode)、混合模式(Mixed Mode)、綠燈模式(Green Field)。

傳統模式是用來相容於802.11a/g的模式，封包傳送和原本802.11a/g相同。混合模式的封包可以讓802.11n的MIMO系統可以和原本802.11a/g的系統互通，並且使用多天線的一方的優點，讓另一端可以享有多樣或是多工的優點。綠燈區則是802.11n之間的封包溝通，彼此可以是MIMO系統的傳輸。在我們的論文中不會刻意去討論不同系統的相容性，主要討論的方向在綠燈區(Green Field)模式的實體層架構。在本章節將會介紹模擬的環境。

2.2.1 系統的功能介紹

在2.1.1節裡面我們已經介紹了MIMO的主要功能性為多樣性或是多工的優點。在無線區域網路802.11n的內部接收機提案裡面除了希望和既有的無線網路互通之外，它希望可以提高傳送的距離、品質或是提升傳送的速度，我們將從這兩個方向出發分別做介紹。

2.2.1.1 傳輸品質的提升

在提高傳送距離、品質方面，系統裡面因為具有多跟接收天線的設備，所以可以利用多樣性的優點，提高等效的訊雜比，進而提高傳送品質或是傳送距離。系統裡面定義的方法分為傳送波束賦形(Beamforming)技術、空時區塊碼(STBC)、複製模式(Duplicate Mode)。波束賦形技術是利用傳送端或是接收端已知的通道的狀況產生一個空間對映矩陣(Spatial Mapping Matrix)，目的就是希望讓接收端提升效能。這類的方法包含特徵向量操縱(Eigenvector Steering)和展空(Spatial Expansion)，而特徵向量操縱則是屬於多工的優點將在2.2.1.2做介紹。

展空的技術在於提供傳送端的多樣性。傳送端的每一個資料流經由一個展空矩陣把資料流正交的送到所有傳送天線，利用這個方法達到傳送多樣性。接收端則是把此展空矩陣和通道矩陣合起來視為一個新的等效通道矩陣，接著再作MMSE、Zero-forcing或是V-BLAST解碼。

時空區塊碼則是我們常見的空時處理方式，Almouti 2x1碼或是Almouti 2x2

碼則是此提案主要使用的對象，前者可以獲得兩倍的多樣性；後者則可以獲得 4 倍的多樣性。此區塊碼不但可以獲得多樣性的優點而且可以獲得編碼增益 (Coding Gain)。另一方面這兩類的編碼還有一個優點就是可以用簡單的方法達到最佳的似然 (Maximum Likelihood, ML) 解。

複製模式 (Duplicate Mode) 亦可以達到提高傳輸品質的功能。在 802.11n 的提案裡可以接受 40MHz 的頻寬使用，相較於原本的 20MHz 的頻寬足足多了兩倍，於是為了達到傳送多樣性的功能，複製模式把 40MHz 的頻寬分為 2 個 20MHz 的頻寬傳送相同的資料，於是可以達到頻率的多樣性，提高傳輸的品質。

2.2.1.2 傳輸速率的提升

特徵向量操縱主要是當傳送端具有通道的訊息情況下，可以把通道作奇異數分解 (Singular Value Decomposition)，然後在傳送端和接收端都乘上對映的單元 (Unitary) 矩陣，如此一來接收端可以藉由一個簡單的乘法器作為等化器把傳送端的資料流解出，而且在這樣的環境下當奇異數比較大的資料流就代表通道的強度比較好，傳送端可以藉此進行倒水原理 (Water-filling) 的配置，讓頻譜傳送效能達到最佳化。如果通道是一個完全散射 (Full Scattering) 的通道，理論上可以達到 Q 倍的資料傳送速率提升相較於 SISO 系統。 $(Q = \min\{M, N\})$ 。當然在實際的使用上不使用此類的波束賦形依然可以達到提升傳輸速率，只是說特徵向量操縱是一種解決 MIMO 的解碼的方式。

另一方面 802.11n 的提案裡面接受 40MHz 的頻寬使用，相較於舊有的 20MHz 頻寬的系統，可以達到兩倍的傳輸速率，而且另外它也允許在某些特定的通道允許情況下把舊有的循環置首 (Cyclic Prefix, CP) 訊號降為原本的一半，目的就是為了降低多餘的傳輸訊號。除此之外在媒體接入控制層 (Media Access Control, MAC) 的縮短架框間隔 (Reduced Interframe Space, RIFS) 應用，也可以讓封包與封包之間的等待不用間隔很久，目的也是為了提升傳輸速率。

在我們的論文中，著重於傳送的速率提升，因此接下的章節也都是以提升傳

輸速率作為基本的架構。

2.2.2 傳送機的架構

下圖2.2.2-1是傳送機的方塊圖。

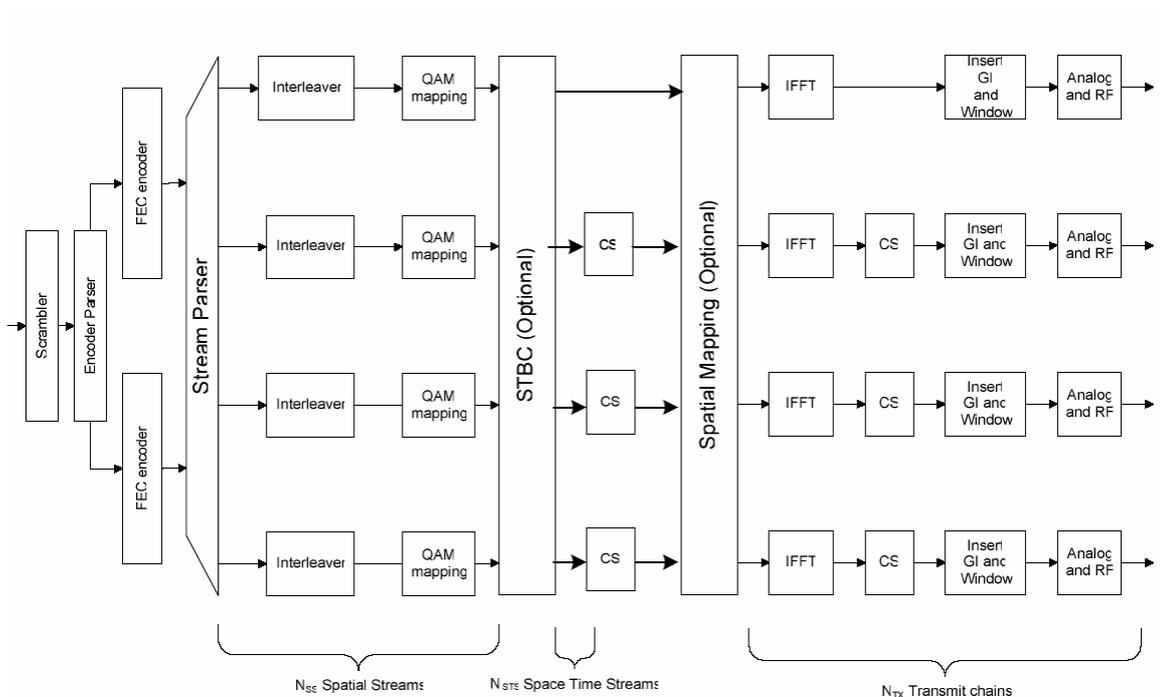


圖 2.2.2-1 傳送機的方塊圖

- 攪拌器(Scrambler)可以防止一長串的0或是1，避免直流偏壓(DC Bias)的產生。
- 編碼解析器(Encoder Parser)可以把攪拌後的資料以循環的方式分配到 N_{ES} 個資料流。
- 資料流解析器(Stream Parser)是用來平均分配 N_{ES} 個資料流到 N_{SS} 個空流(Spatial Stream)。
- 向前糾錯編碼器(FEC Encoder)可以達到錯誤更正的功能，它可以是低密度奇偶校驗編碼器(Low Density Parity Check，LDPC Encoder)或是迴旋編碼器(Convolutional Encoder)加上穿插器(Puncturing)。
- 交錯器(Interleaver)可以讓長時間的通道不良造成的連續錯誤被分散，分散的錯誤可以藉由向前糾錯解碼器解回來。

- 正交振幅調變-對映(QAM -Mapping)是用來把二進位的資料對映到到複數星狀圖的訊號點，正交震幅調變可以是BPSK、QPSK、16-QAM或是64QAM。
- CS代表的是循環位移(Cyclic Shift)，在展空的技術裡面有需要使用到，另外在前置符元(Preamble)亦有需要使用循環位移，防止天線陣列傳送相同的訊號，無意間造成對通道的波束賦形。
- 空間對映(Spatial Mapping)把 N_{SS} 個空流(Spatial Stream)對映到 N_{TX} 個傳送天線鏈(Transmit Chain)。調圖的方式可以分作四種：
 - 直接對映(Direct Mapping)直接把收到的空流傳給傳送天線鏈。
 - 展空(Spatial Expansion)藉由一個展開矩陣把 N_{SS} 個空流乘上對映矩陣(Mapping Matrix)，讓每一個空流正交的展到 N_{TX} 個傳送天線鏈[6]。
 - 空時區塊碼(Space Time Block Coding)使用的是在2.2.1.1中介紹的Almouti 2x1 或是 Almouti 2x2，把對應到的資料作適當的排列。
 - 波束賦形(Beamforming)類似於展空技術，當某些狀況下此提案可以接受傳送波束賦形(Transmit Beamforming)或是特徵向量操縱(Eigenvector Steering)。這時候就有需要對通道或傳送天線鏈的形狀作特定方式的波束賦形。
- 反向快速傅立葉轉換(IFFT)，由於系統是使用OFDM技術因此有必要使用IFFT和保護區段(Guard Interval, GI)來對抗多路徑衰落通道。
- 選擇性的窗函數(Optional Windowing)讓符元的邊界更加平滑的衰減，可以讓頻譜的邊界(Edge)外的能量衰落的比原本快，讓傳送的頻譜更加符合規定頻譜罩(Spectrum Mask)。

2.2.3 封包的傳輸格式模式與參數定義

由於在我們的系統之中，著重於多重輸入多重輸出，因此採用的模式為在綠燈區(Green Field)的模式。接下來我們將要對封包的傳輸模式與參數定義做介紹。在傳輸的過程當中，如下圖2.2.3-1所示，傳送端會依照PLCP(Physical Layer

Convergence Protocol)的步驟將PSDU(PHY sublayer Service Data Unit)轉換成可以傳送的PPDU(PHY Protocol Data Unit)，由PSDU 轉換到PPDU 的方法是在PSDU之前加入PLCP的前置符元(Preamble)以及相關的表頭檔(Header)好讓傳送端能夠傳送，另一方面，在接收的過程中接收端也會將所收到的PPDU依照PLCP 的步驟轉換為PSDU，而那些傳送時被加在PSDU之前的PLCP前置符元以及表頭檔在接收端並不會被忽略，它們將會用來幫助對PSDU的解調。

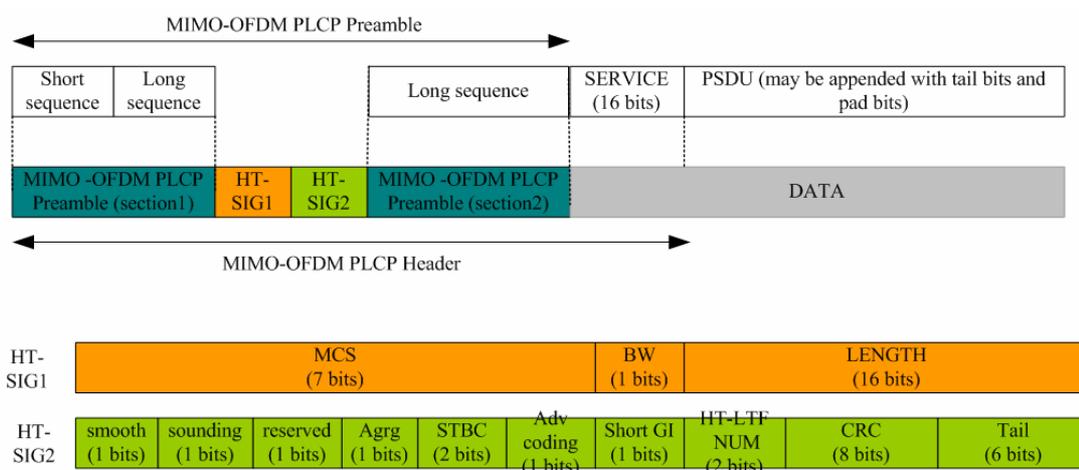


圖 2.2.3-1 綠燈區(Green Field)的 PLCP 封包格式

接著前置符元(Preamble)和領航(Pilot)訊號的分佈將會在此做介紹。參考圖2.2.3-2綠燈區的PLCP封包格式。



圖 2.2.3-2 綠燈區(Green Field)的 PLCP 封包格式

- L-STF(Legacy-Short Training Filed)裡面的資料和原本802.11a/g一樣，可以稱之為短-前置符元(Short-Preamble)，總共的傳輸時間為8微秒，時域上為十段重複週期為0.8微秒的重複訊號。使用上如果資料有用到空間對映矩陣(Spatial Mapping Matrix)，則不但不會破壞其週期特性，而且可以享有多樣性的增益。
- HT-LTF1(First High Throughput-Long Training Field)是第一段的長-前置符元(Long-Preamble)，時域上包含有一個1.6微秒的保護區段以及兩個重

複週期為3.2微秒的訊號，總共為8微秒，使用上如果資料有用到空間對映矩陣(Spatial Mapping Matrix)，則估出來的通道會是空間對映矩陣乘上真正的通道矩陣，也就是享有空間對映矩陣優點的『等效通道』。

- HT-SIG(High Throughput-Signal Field)，它是由兩個含保護區段的OFDM符元組成，一共是8微秒，裡面藏著很多訊息。包括調變類型和編碼的設計(Modulation Coding Scheme, MCS)、頻寬、封包的大小、保護區段的長度、空時區塊碼的使用等等很多接收端需要有的訊息。HT-SIG可以藉由HT-LTF1解出，我們將在5.2.1節作介紹。
- HT-LTFs(Additional High Throughput Long Training Fields)，可以估計通道，一般來說HT-LTF的數目會等於傳送天線數目。當然如果在展空(Spatial Expansion)技術下HT-LTF的數目可以不必等於傳送天線數目，因為只要估計出等效通道即可。
- 領航(Pilot)訊號部份，在20MHz頻寬的環境下，除了和原本一樣的把4個領航訊號平均對稱的分配到載波頻率。在40MHz頻寬的環境，則是只多使用了2個載波頻率，把多餘的載波分配給資料傳送用。一般領航訊號都是拿來作迴路追蹤(Closed Loop Tracking)使用，針對前置符元估不準的取樣時間偏移和載波頻率偏移部份作追蹤。

2.2.4 接收機的架構

介紹完傳送端，接下來我們簡單的描述內接收機的架構。在此章節會把前置符元(Preamble)、領航訊號和資料的處理方式分開介紹。在內接收機裡面我們只有作到資料的硬性決定(Hard-Decision)部分，之後的通道解碼器(Channel Decoder)、解交錯器(Deinterleaver)、解攪拌器(Descrambler)則不在本論文的討論重點。當然有些通道解碼器會拿還沒做硬性決定的軟性決定(Soft-Decision)結果當做輸入，可以更進一步提升效能。

如下圖 2.2.4-1 所示在我們的系統當中有時脈取樣偏移、載波頻率偏移、IQ

不平衡、時間同步未知、通道估計等等的議題。基本上以上這些功能都是必須在前置符元完成，把需要估計的參數做估計，需要補償的訊號做補償，才能進入下一個階段將 HT-SIG 和 資料部份做接收。針對這些議題我們會一一在接下來的章節做介紹，在此只是希望給讀者一個大致上的內接收機處理架構。

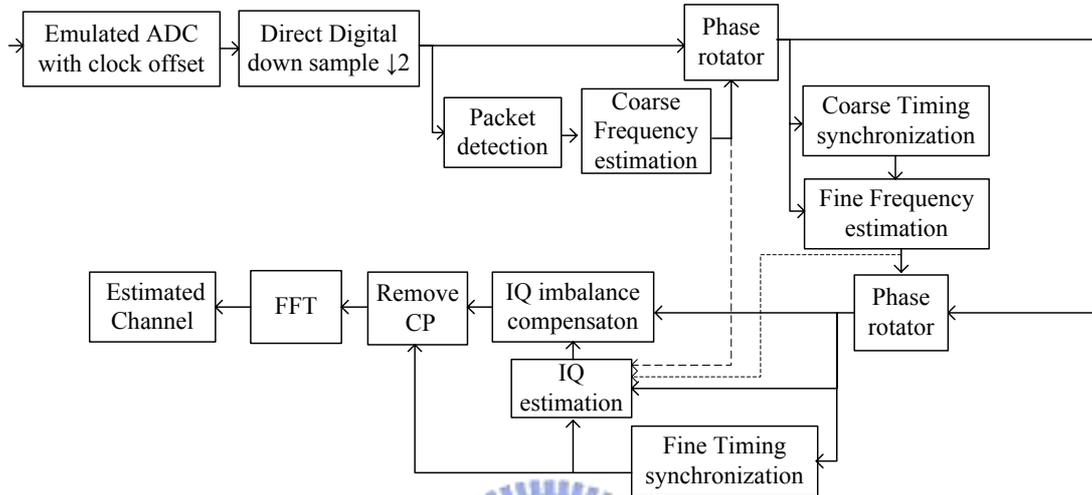


圖 2.2.4-1 內接收機處理前置符元和領航訊號的部份

作完了該有的補償和估計之後接下來必須開始把資料解回來，不失一般性的情況下估計到的參數會有取樣時間估計誤差和載波頻率估計誤差。所以在之後的資料解碼過程中，我們需要使用已知的領航訊號，利用它可以作更進一步誤差鎖定(Tracking)。如下圖 2.2.4-2 所示我們會有一個迴路(Closed Loop)的濾波器把先前估計的誤差，傳給前面元件作補償。由於 802.11n 封包的 PHY 可以容許的最大 OFDM 數目為 21888，相較於 802.11a/g 的最大 OFDM 數目為 1368。傳送時間變長 16 倍，因此需要一個迴路濾波器將收斂的值鎖住。

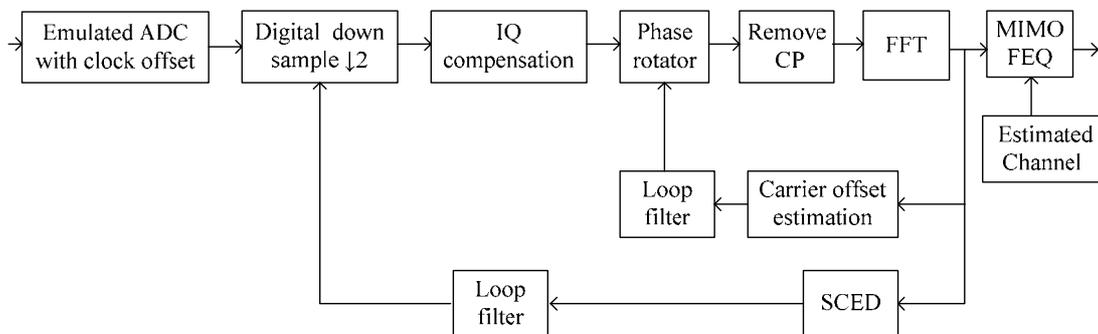


圖 2.2.4-2 內接收機處理資料的部分

第三章 訊號與通道的模型

在本章節中，多輸入多輸出之正交分頻多工系統的訊號數學模型將會在此表示出，接下來會簡單的介紹一下循環位移(Cyclic Shift)的功能，緊接著我們會針對一些實際通訊系統會遇到的非理想效應造成的訊號影響進一步也會在此討論。在接下來將會對通道模型做具體的描述。

3.1 多輸入多輸出之正交分頻多工之系統的訊號模型

在進行所有的討論之前我們首先把要定義的符號先定義好。如下表 3.1 裡面的符號為本篇論文的主要定義，都是屬於 HT(High Throughput)提案規範內的定義。

參數名稱及符號	20MHz 頻寬	40MHz 頻寬
子載波數目: N	64	128
資料子載波數目: N_{SD}	52	108
領航子載波數目: N_{SP}	4	6
IFFT/FFT 的週期: T_{FFT}	$3.2 \mu s$	$3.2 \mu s$
OFDM 保護區段(GI)的時間長度: $T_{GI} = T_{FFT} / 4$	$0.8 \mu s$	$0.8 \mu s$
雙倍 OFDM 保護區段(GI)的時間長度: T_{GI2}	$1.6 \mu s$	$1.6 \mu s$
短 OFDM 保護區段(GI)的時間長度: $T_{GIS} = T_{FFT} / 8$	$0.4 \mu s$	$0.4 \mu s$
OFDM 的符元時間長度: $T_{SYM} = T_{FFT} + T_{GI}$	$4.0 \mu s$	$4.0 \mu s$
不超取樣(Non Oversampling)的 OFDM 的 取樣週期: $T_s = T_{FFT} / N$	50ns	25ns

OFDM 保護區段(GI)的取樣點數: $N_{GI} = T_{GI} / T_S$	16	32
OFDM 含 GI 的取樣點數: $N_{SYM} = T_{SYM} / T_S$	80	160
傳統短訓練序列(Legacy Short training sequence)的時間長度: T_{L-STF}	$8.0 \mu s$ ($10 \cdot T_{FFT} / 4$)	$8.0 \mu s$ ($10 \cdot T_{FFT} / 4$)
HT-SIG 的時間長度: T_{HT-SIG}	$8.0 \mu s$ ($2T_{SYM}$)	$8.0 \mu s$ ($2T_{SYM}$)
第一個 HT 長訓練場(Long Training Field)的時間長度: $T_{HT-LTF1}$	$8.0 \mu s$ ($2T_{SYM}$)	$8.0 \mu s$ ($2T_{SYM}$)
第二個以後的 HT 長訓練場(Long Training Field)的時間長度: $T_{HT-LTFs}$	$4.0 \mu s$ (T_{SYM})	$4.0 \mu s$ (T_{SYM})
HT 長訓練場(Long Training Field)的數目: N_{LTF}	1~4	1~4
傳送天線數目: N_{TX}	1~4	1~4
接收天線數目: N_{RX}	1~4	1~4
單位循環位移點數(Cyclic Shift): $N_{CS} = N / 16$	4	8
離散時間短前置符元的重複週期: $N_C = N / 4$	16	32
子載波間距: Δ_F	312.5KHz (20MHz/64)	312.5KHz (40MHz/128)
空時流(Space Time Stream)的數目: N_{STS}	1~4	1~4
空流(Spatial Stream)的數目: N_{SS}	1~4	1~4
子載波位置指標: k	正整數	正整數
OFDM 符元位置指標: l	正整數	正整數
時域上的取樣時間點指標: n	正整數	正整數

表 3.1 訊號符號定義表

式(3.1)是天線 i_{TX} 傳送的封包訊號。在接下來的內容我們將一一的用數學表

示出。[1]

$$r_{PPDU}^{(i_{TX})}(t) = r_{L-STF}^{(i_{TX})}(t) + r_{HT-LTF1}^{(i_{TX})}(t - t_{HT-LTF1}) + r_{HT-SIG}^{(i_{TX})}(t - t_{HT-SIG}) + \sum_{i_{LTF}=2}^{N_{LTF}} r_{HT-LTF}^{(i_{TX}, i_{LTF})}(t - t_{HT-LTFs} - (i_{LTF} - 2)T_{HT-LTFs}) + r_{HT-Data}^{(i_{TX})}(t - t_{HT-Data}) \quad \text{式(3.1)}$$

$$t_{HT-LTF1} = T_{L-STF} \quad \text{式(3.2)}$$

$$t_{HT-SIG} = t_{HT-LTF1} + T_{HT-LTF1} \quad \text{式(3.3)}$$

$$t_{HT-LTFs} = t_{HT-SIG} + T_{HT-SIG} \quad \text{式(3.4)}$$

$$t_{HT-Data} = t_{HT-LTFs} + (N_{LTF} - 1) \cdot T_{HT-LTFs} \quad \text{式(3.5)}$$

在式(3.1)當中我們可以看到五種不同的訊號的加總，每一個基頻訊號波型

$r_{Field}^{(i)}(t)$ 皆是由反離散時間傅立葉轉換(IDFT)而得如式(3.6)所示。

$$r_{Field}^{(i_{TX})}(t) = \frac{1}{\sqrt{N_{Field}^{Tone}}} w_{T_{Field}}(t) \sum_k X_k^{(i_{TX})} \exp(j2\pi k \Delta_F t) \quad \text{式(3.6)}$$

$w_{T_{Field}}(t)$ 是含有位移的窗函數(Window Function)， $X_k^{(i_{TX})}$ 是頻域上的訊號，

$1/\sqrt{N_{Field}^{Tone}}$ 是一個常數，目的是確保時域上傳送出去的功率為一。 N_{Field}^{Tone} 的值可以在表 3.2 查詢。

Field	N_{Field}^{Tone}	
	20MHz	40MHz
L-STF	12	24
HT-LTF	56	114
HT-SIG	52	104
HT-Data	56	114

表 3.2 在不同場(Field)的載頻(Tone)使用表

接下來我們將一一介紹這四個不同的場的訊號模型。

(1) 短訓練場(Short Training Field)

從式(3.6)出發，在式(3.7)我們表示出短前置符元的訊號表示式

$$r_{L-STF}^{(i_{TX})}(t) = \frac{1}{\sqrt{N_{TX} \cdot N_{L-STF}^{Tone}}} w_{T_{L-STF}}(t) \cdot \left\{ \sum_{k=-N_{SR}}^0 \sum_{i_{STS}=1}^{N_{STS}} [Q_k]_{i_{TX}, i_{STS}} S_k \exp(j2\pi k \Delta_F (t - T_{CS}^{i_{STS}})) + \Upsilon \sum_{k=1}^{N_{SR}} \sum_{i_{STS}=1}^{N_{STS}} [Q_k]_{i_{TX}, i_{STS}} S_k \exp(j2\pi k \Delta_F (t - T_{CS}^{i_{STS}})) \right\} \quad \text{式(3.7)}$$

$$N_{SR} = \begin{cases} 26, & \text{在 } 20\text{MHz} \text{ 頻寬} \\ 58, & \text{在 } 40\text{MHz} \text{ 頻寬} \end{cases} \quad \text{式(3.8)}$$

$[Q_k]$ 是一個波束賦形矩陣，可以將 N_{STS} 個空時流對映到 N_{TX} ，針對不同的應用有不同的波束賦形型矩陣。

$T_{CS}^{i_{STS}}$ 是做循環位移用，可以避免當如果波束賦形矩陣是一個單位矩陣(Identity Matrix)時，一開始同步時遇到天線具有指向性傳輸的現象，其值可以在表 3.3 裡面查的到。

S_k 則是短前置符元的頻域資料。其對應到的數值可以在提案的資料裡面找的到 [2]，如果轉成時域上的訊號可以發現其週期為 $0.8 \mu s$ 。

$$\Upsilon = \begin{cases} 1, & \text{在 } 20\text{MHz} \text{ 頻寬} \\ j, & \text{在 } 40\text{MHz} \text{ 頻寬} \end{cases} \quad \text{式(3.9)}$$

旋轉 90° 可以幫助 40MHz 頻寬的使用下和 20MHz 的頻寬使用具有相同的 PAPR。

HT 的 $T_{CS}^{i_{STS}}$ 循環位移量				
傳送天線數目	第一根天線	第二根天線	第三根天線	第四根天線
1	0ns	-	-	-
2	0ns	-400ns	-	-
3	0ns	-400ns	-200ns	-
4	0ns	-400ns	-200ns	-600ns

表 3.3 HT 的循環位移

(2) 長訓練場(Long Training Field)

$$r_{HT-LTF}^{(n,i_{TX})}(t) = \frac{1}{\sqrt{N_{TX} \cdot N_{HT-LTF}^{Tone}}} w_{HT-LTF}(t) \cdot \left\{ \sum_{k=-N_{SR}}^0 \sum_{i_{STS}=1}^{N_{STS}} [Q_k]_{i_{TX}, i_{STS}} P_{HTLTF}(i_{STS}, n) HTLTF(k) \exp(j2\pi k \Delta_F (t - \alpha T_{GI} - T_{CS}^{i_{STS}})) + \sum_{k=1}^{N_{SR}} \sum_{i_{STS}=1}^{N_{STS}} [Q_k]_{i_{TX}, i_{STS}} P_{HTLTF}(i_{STS}, n) HTLTF(k) \exp(j2\pi k \Delta_F (t - \alpha T_{GI} - T_{CS}^{i_{STS}})) \right\} \quad \text{式(3.10)}$$

從式(3.6)出發，在式(3.10)我們表示出長前置符元的訊號表示式，根據 EWC 提案的定義 n 的大小為 $N_{LTF} = N_{DLTF} + N_{ELTF}$ ， N_{DLTF} 是用來偵測傳送資料用， N_{ELTF} 是在探測(Calibration)通道時傳送 Sounding PPDU 時需要用的，在我們的系統不做探測，因此 $N_{DLTF} = N_{STS} = N_{LTF}$ 。

$$\alpha = \begin{cases} 1, & \text{if } n = 1 \\ 2, & \text{if } n > 1 \end{cases} \quad \text{式(3.11)}$$

$HTLTF(k)$ 是長前置符元的頻域資料。其相對應的數值可以在提案的資料裡面找到[1]，採用的調變是 BPSK。

$[Q_k]$ 是一個波束賦形矩陣，可以將 N_{STS} 個空時流對映到 N_{TX} ，針對不同的應用有不同的波束賦形型矩陣。

N_{HT-LTF}^{Tone} 可以在表 3.2 中查到。

$$P_{HTLTF} = \begin{pmatrix} 1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & -1 \\ -1 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \quad \text{式(3.12)}$$

(3) HT-SIG (High Throughput Signal field)

$$r_{HT-SIG}^{(i_{TX})}(t) = \frac{1}{\sqrt{N_{STS} \cdot N_{HT-SIG}^{Tone}}} \sum_{n=0}^1 w_{HT-SIG}(t - nT_{SYM}) \cdot \left\{ j \sum_{k=0}^{47} \sum_{i_{STS}=1}^{N_{STS}} [Q_{M(k)}]_{i_{TX}, i_{STS}} P_{HTLTF}(i_{STS}, 1) d(k, n) \exp(j2\pi M(k) \Delta_F (t - nT_{SYM} - T_{GI} - T_{CS}^{i_{STS}})) + \sum_{k=-N_{SR}}^{N_{SR}} \sum_{i_{STS}=1}^{N_{STS}} [Q_k]_{i_{TX}, i_{STS}} P_{HTLTF}(i_{STS}, n) P(k) \exp(j2\pi k \Delta_F (t - nT_{SYM} - T_{GI} - T_{CS}^{i_{STS}})) \right\}$$

式(3.13)

式(3.13)是 20MHz 的傳輸模式的傳送訊號的數學表示式。

$d(k,n)$ 是 HT-SIG 的資料。使用的調變為 BPSK。當如果在 20MHz 頻寬的情況下，48 個子載波傳送用迴旋編碼(Convolutional Code)，編碼率為 1/2，輸入此編碼器的為 24 位元的 BPSK 訊號。

$M(k)$ 是一個載波對映函數，可以把載波做調整，為領航(pilot)訊號和 DC 作載波預留空間，此對映函數可以從 802.11a 標準提案的 17.3.5.9 查得[2]。

$P(k)$ 是領航訊號的部份，可以從 802.11a 標準提案的 17.3.5.9 查得。

N_{SR} 可以在式(3.8)獲得。

$[Q_k]$ 是一個波束賦形矩陣，可以將 N_{STS} 個空時流對映到 N_{TX} ，針對不同的應用有不同的波束賦形型矩陣。

P_{HLLTF} 可以在式(3.12)中得知。

p_n 是用來定義第幾個含有領航訊號的 OFDM 的訊號，其值為+1 或-1 是由一個攪拌器(Scrambler)輸出決定，可以從 802.11a 標準提案[2]的 17.3.5.9 查得。

N_{HT-SIG}^{Tone} 可以在表 3.2 中查到。

$$r_{HT-SIG}^{(i_{TX})}(t) = \frac{1}{\sqrt{N_{STS} \cdot N_{HT-SIG}^{Tone}}} \sum_{n=0}^1 w_{T_{SYM}}(t - nT_{SYM}) \cdot \left\{ j \sum_{k=0}^{47} \sum_{i_{STS}=1}^{N_{STS}} [Q_{M(k)-32}]_{i_{TX}, i_{STS}} P_{HLLTF}(i_{STS}, 1) d(k, n) \exp(j2\pi(M(k)-32)\Delta_F(t - nT_{SYM} - T_{GI} - T_{CS}^{i_{STS}})) \right\} + \sum_{k=0}^{47} \sum_{i_{STS}=1}^{N_{STS}} [Q_{M(k)+32}]_{i_{TX}, i_{STS}} P_{HLLTF}(i_{STS}, 1) d(k, n) \exp(j2\pi(M(k)+32)\Delta_F(t - nT_{SYM} - T_{GI} - T_{CS}^{i_{STS}})) + p_n \sum_{k=-N_{SR}}^{N_{SR}} \sum_{i_{STS}=1}^{N_{STS}} [Q_{k-32}]_{i_{TX}, i_{STS}} P_{HLLTF}(i_{STS}, n) P(k) \exp(j2\pi(k-32)\Delta_F(t - nT_{SYM} - T_{GI} - T_{CS}^{i_{STS}})) + j p_n \sum_{k=-N_{SR}}^{N_{SR}} \sum_{i_{STS}=1}^{N_{STS}} [Q_{k+32}]_{i_{TX}, i_{STS}} P_{HLLTF}(i_{STS}, n) P(k) \exp(j2\pi(k+32)\Delta_F(t - nT_{SYM} - T_{GI} - T_{CS}^{i_{STS}})) +$$

式(3.14)

式(3.14)是 40MHz 的傳輸模式的傳送訊號的數學表示式。

$d(k,n)$ 是 HT-SIG 的資料。使用的調變為 BPSK。當如果在 40MHz 頻寬的情況下，

48 個子載波傳送用迴旋編碼(Convolutional Code)，編碼率為 1/2，輸入此編碼器的為 24 位元的 BPSK 訊號。和前面 20MHz 傳輸模式不一樣的地方在於，此模式利用頻率的多樣性，上下 20MHz 的頻率各送相同的訊號只有旋轉 90° 的差異。此時的 $M(k)$ 刻意對頻域上作平移的動作，讓訊號可以在上下 20MHz 的頻率傳送。比較特別的是這時候的領航訊號一共使用了上下 4 個載波頻率，一共八個載波頻率。

(4)HT-資料場(High Throughput Data field)

$$r_{HT-Data}^{(i_{TX})}(t) = \frac{1}{\sqrt{N_{STS} \cdot N_{HT-Data}^{Tone}}} \sum_{n=0}^{N_{SYM}-1} w_{T_{SYM}}(t - nT_{SYM}) \cdot \left\{ \sum_{k=0}^{N_{SD}-1} \sum_{i_{STS}=1}^{N_{STS}} [Q_{M(k)}]_{i_{TX}, i_{STS}} d_{k, i_{STS}} \exp(j2\pi M(k)\Delta_F(t - nT_{SYM} - T_{GI} - T_{CS}^{i_{STS}})) + p_{n+z} \sum_{k=-N_{SR}}^{N_{SR}} \sum_{i_{STS}=1}^{N_{STS}} [Q_k]_{i_{TX}, i_{STS}} P_{i_{STS}}^{(k,n)} \exp(j2\pi k\Delta_F r(t - nT_{SYM} - T_{GI} - T_{CS}^{i_{STS}})) \right\} \quad \text{式(3.15)}$$

式(3.15)為 20MHz 頻寬的環境下資料部份的傳輸訊號數學表示式。

N_{SR} 在式(3.8)中以介紹； N_{SYM} 代表的是一個封包裡面含有的總共 OFDM 符元數目。 N_{SD} 可以在表 3.1 裡面查的到。

$M(k)$ 是 20MHz 頻寬的載波對映函數，在 HT 的模式裡面因為載波的使用範圍定義大於 802.11a/g 因此重新定義。式(3.16)即為其針對資料傳輸部份的資料載波對映函數。

$$M(k) = \begin{cases} k-28, & 0 \leq k \leq 6 \\ k-27, & 7 \leq k \leq 19 \\ k-26, & 20 \leq k \leq 25 \\ k-25, & 26 \leq k \leq 31 \\ k-24, & 32 \leq k \leq 44 \\ k-23, & 45 \leq k \leq 51 \end{cases} \quad \text{式(3.16)}$$

$d_{k, i_{STS}}$ 代表的是第 i_{STS} 個空時流，第 k 個載波對映的傳送訊號，提案中定義可以是 BPSK、QPSK、16QAM、64QAM。

p_{n+z} 是用來定義第幾個含有領航訊號的 OFDM 的訊號，其值為 +1 或 -1 是由一個攪拌器(Scrambler)輸出決定。 z 的值為前面含有領航訊號的 OFDM 符元數目； n 的

值代表 OFDM 符元的位置指標。 p_{n+z} 的值可以從 802.11a 標準提案[2]的 17.3.5.9 查得。

$P_{i_{STS}}^{(k,n)}$ 是新定義的領航訊號資料不同於 802.11a/g，其值也是+1 或-1，不同的空時流有不同的傳輸型式，可以從 EWC 的提案[1]4.6 節查詢的到。

$$r_{HT-Data}^{(i_{TX})}(t) = \frac{1}{\sqrt{N_{STS} \cdot N_{HT-SIG}^{Tone}}} \sum_{n=0}^{N_{SYM}-1} w_{T_{SYM}}(t - nT_{SYM}) \cdot$$

$$\left\{ \sum_{k=0}^{N_{SD}/2-1} \sum_{i_{STS}=1}^{N_{STS}} [Q_{M(k)}]_{i_{TX}, i_{STS}} d_{k, i_{STS}, n} \exp(j2\pi(M(k))\Delta_F(t - nT_{SYM} - T_{GI} - T_{CS}^{i_{STS}})) - \right.$$

$$j \sum_{k=N_{SD}/2}^{N_{SD}-1} \sum_{i_{STS}=1}^{N_{STS}} [Q_{M(k)}]_{i_{TX}, i_{STS}} d_{k, i_{STS}, n} \exp(j2\pi(M(k))\Delta_F(t - nT_{SYM} - T_{GI} - T_{CS}^{i_{STS}})) + \quad \text{式(3.17)}$$

$$p_{n+z} \sum_{k=-N_{SR}}^0 \sum_{i_{STS}=1}^{N_{STS}} [Q_k]_{i_{TX}, i_{STS}} P_{i_{STS}}^{(k,n)} \exp(j2\pi k \Delta_F(t - nT_{SYM} - T_{GI} - T_{CS}^{i_{STS}})) +$$

$$j p_{n+z} \sum_{k=1}^{N_{SR}} \sum_{i_{STS}=1}^{N_{STS}} [Q_k]_{i_{TX}, i_{STS}} P_{i_{STS}}^{(k,n)} \exp(j2\pi k \Delta_F(t - nT_{SYM} - T_{GI} - T_{CS}^{i_{STS}})) +$$

式(3.17)為 40MHz 頻寬的環境下資料部份的傳輸訊號數學表示式。

N_{SR} 在式(3.8)中以介紹； N_{SYM} 代表的是一個封包裡面含有的總共 OFDM 符元數目。 N_{SD} 可以在表 3.1 裡面查的到。

$M(k)$ 是 40MHz 頻寬模式的載波對映函數。式(3.18)即為其針對資料傳輸部份的資料載波對映函數。

$$M(k) = \begin{cases} k-58, & 0 \leq k \leq 4 \\ k-57, & 5 \leq k \leq 31 \\ k-56, & 32 \leq k \leq 44 \\ k-55, & 45 \leq k \leq 53 \\ k-52, & 54 \leq k \leq 62 \\ k-51, & 63 \leq k \leq 75 \\ k-50, & 76 \leq k \leq 102 \\ k-49, & 103 \leq k \leq 107 \end{cases} \quad \text{式(3.18)}$$

循環位移(Cyclic Shift)的功能

從上面的四個數學訊號表示式，我們可以歸納出短訓練場、長訓練場、HT-SIG 訊號都具有循環位移。我們都知道如果在沒有任何波束賦形也沒有循環位移的情況下，不同天線傳送的訊號會全部相同。換句話說，針對此組多天線傳輸系統，

會造成一個自然形成的波束賦形也，會造成接收端在接收訊號時在有些位置收訊效果好，有些位置收訊效果差。對於尚未完成同步的封包遇到特定位置收訊效果差的情況是無法處理的，因此在無線區域網路此類的狀況是不被容許的。所以在不破壞同步的功能的情況下刻意作循環位移，讓每一根天線傳送不一樣的訊號，避免掉了通道造成的建設性或破壞性干涉，也讓傳送端再傳送此三類的訊號的時候可以全向性的傳送，順利和接收端完成同步。

3.2 非理想的效應造成的影響

在任何一個無線網路系統都會有非理想的效應的造成，本篇論文主要討論的主題大致上也是環繞著非理想效應的影響，以及解決方法。而再接下來的三個小節分別為取樣時脈偏移、載波頻率偏移、IQ 不平衡，做分析對訊號造成的影響。

3.2.1 取樣時脈偏移與載波頻率偏移

因為傳送端震盪器的射頻中心頻率 $f_{c,tx}$ 與接收端震盪器的射頻中心頻率 $f_{c,rx}$ 必定有存在差距，無論兩個震盪器有多精確，我們定義此載波頻率誤差為 Δf 如式(3.19)所示。這樣的問題會造成 OFDM 符元載波間的互相干擾 (Inter-Carrier-Interference, ICI)，破壞原本的正交性。

$$\Delta f = f_{c,tx} - f_{c,rx} \quad \text{式(3.19)}$$

除此之外還有另外一個非理想效應就是傳送端 ADC 的取樣週期 (T_s) 與接收端 DAC 的取樣週期 (T_s') 的不一致，通常這類的問題稱之為取樣時脈偏移 (Sampling Clock Offset)，我們將其偏差值作正規化如式(3.20)所示。

$$t_{\Delta} = \frac{T_s' - T_s}{T_s} \quad \text{式(3.20)}$$

圖 3.2.1-1 顯示了取樣頻率週期如果不一樣，會造成的影響。我們可以看到每一個符元偏移會不斷累積，從第一個符元偏差 E1；第二個符元偏差 E2；第三個符元偏差 E3...其偏差值越來越大，直到後來整個符元位置取樣點將會都不正

確。這樣的問題不但會造成符元間的干擾(Inter-Symbol-Interference, ISI)、也會造成 ICI 干擾，這些影響都會造成資料錯誤率的上升。

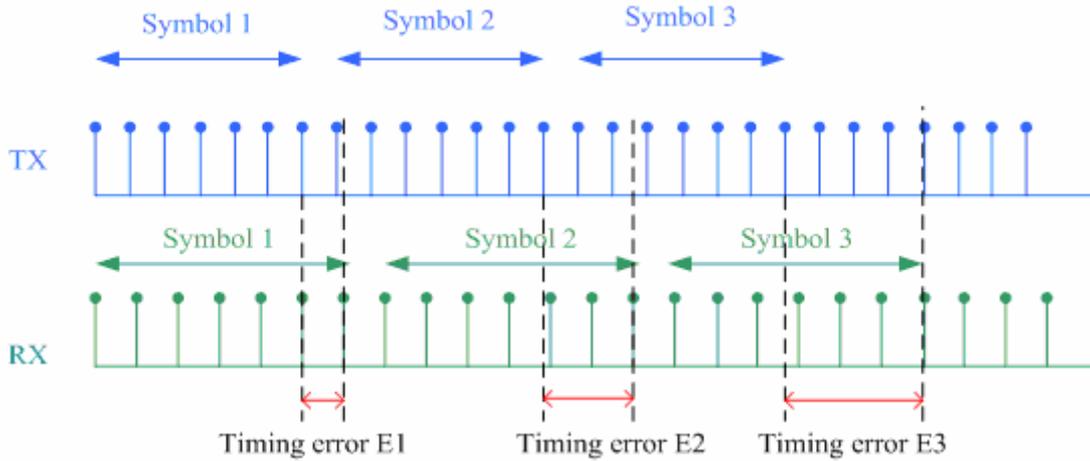


圖 3.2.1-1 取樣頻率週期偏移的影響

取樣時脈偏移與載波頻率偏移在 MIMO-OFDM 的影響，我們可以用式(3.20)表示其頻域上的影響[9]。假設傳送端的每一根天線具有相同的取樣時脈偏移與載波頻率偏移，接收端亦是如此。

$$R_{l,k}^{i_{RX}} = \exp\left(j2\pi \frac{(N_{SYM} + N_{GI})}{N} \phi_k\right) \cdot \exp\left(j\pi \phi_k \left(\frac{N-1}{N}\right)\right) \cdot \text{sinc}(\phi_k) \cdot \sum_{i_{TX}=1}^{N_{TX}} X_{l,k}^{i_{TX}} H_{l,k}^{i_{TX}, i_{RX}} + I_{l,k} + N_{l,k} \quad \text{式(3.20)}$$

$$\phi_k = (1+t_\Delta) \cdot (\Delta f \cdot T_s N) + kt_\Delta \quad \text{式(3.21)}$$

式(3.20)的符號意義皆可以在表 3.1 中查得， i_{RX} 代表的是第 i_{RX} 根天線，在式(3.20)中有作一個假設，我們假設符元初始取樣時間點是正確的(換句話說也就是 OFDM 符元的邊界值可以正確的找到)。這樣假設是合理的，因為在前置符元訊號理論上是可以把邊界值找回的。 $I_{l,k}$ 則是非理想效應造成的 OFDM 非正交性干擾，也就是 ICI。

$$\text{sinc}(\phi_k) = \frac{\sin\left(\pi \left((1+t_\Delta) \cdot (\Delta f \cdot T_s N) + kt_\Delta\right)\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{N} \left((1+t_\Delta) \cdot (\Delta f \cdot T_s N) + kt_\Delta\right)\right)} \quad \text{式(3.22)}$$

從式(3.22)中，因為 ϕ_k 的值通常很小，振幅衰減項 $\text{sinc}(\phi_k)$ 非常接近 1，而且此

常數在通道估計時會被併入通道，因而不會造成影響。

式(3.20)中， $\exp\left(j2\pi\frac{N_{GI}}{N}\phi_k\right)$ 和 $\exp\left(j\pi\phi_k\left(\frac{N-1}{N}\right)\right)$ 都是非時變項(和 OFDM 符元的位置指標 l 無關)。因此在估計通道的時候此兩常數項都會被併入 $H_{l,k}$ 。因此把式(3.20)改寫為式(3.23)。

$$R_{l,k}^{i_{RX}} \approx \exp\left(j2\pi\frac{lN_{SYM}}{N}\phi_k\right) \cdot \sum_{i_{TX}=1}^{N_{TX}} X_{l,k}^{i_{TX}} H_{l,k}^{i_{TX},i_{RX}} + I_{l,k} + N_{l,k} \quad \text{式(3.23)}$$

$$\phi_k = \Delta f \cdot T_{FFT} + t_{\Delta} \cdot k + \Delta f \cdot T_{FFT} \cdot t_{\Delta} \approx \Delta f \cdot T_{FFT} + t_{\Delta} \cdot k \quad \text{式(3.24)}$$

接著再對式(3.21)做近似化簡如式(3.24)所示，因為 $\Delta f \cdot T_{FFT}$ 和 t_{Δ} 都是非常小的值。圖 3.2.1-2 表示出 ϕ_k 和載波頻率 k 的對應關係圖。

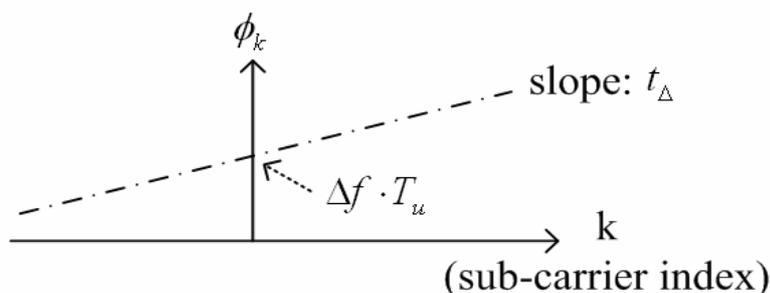


圖 3.2.1-2 ϕ_k 和載波頻率 k 的關係

Δf 的值將會在之後的章節介紹，它代表的是經過頻率補償後剩下的殘餘頻率偏移。為了方便起見，我們定義一個新符號 ρ 。

$$\rho \triangleq 2\pi\frac{N_{SYM}}{N} \quad \text{式(3.25)}$$

於是我們可以把式(3.23)中的 $R_{l,k}^{i_{RX}}$ 因為取樣時脈偏移和載波頻率偏移共同造成的相位旋轉項抽出來。如圖 3.2.1-2 可以把相位旋轉項和 OFDM 符元的位置指標 l 的關係表示出來。我們可以看到隨著 l 的上升，相位旋轉也跟著增加。

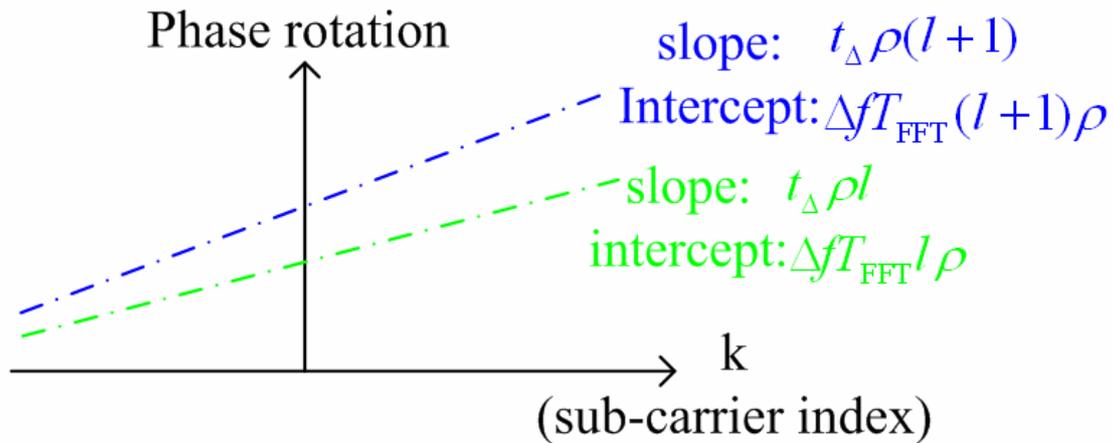


圖 3.2.1-2

取樣時脈偏移和載波頻率偏移共同造成的相位旋轉和載波頻率 k 的關係

下圖 3.2.1-3(a)顯示出如果沒有取樣時脈偏移和載波頻率偏移的 QPSK 星狀圖，3.2.1-3(b)則是取樣時脈偏移和載波頻率偏移造成的相位影響。由此可知這兩個影響在訊號點決定的影響是很大的。

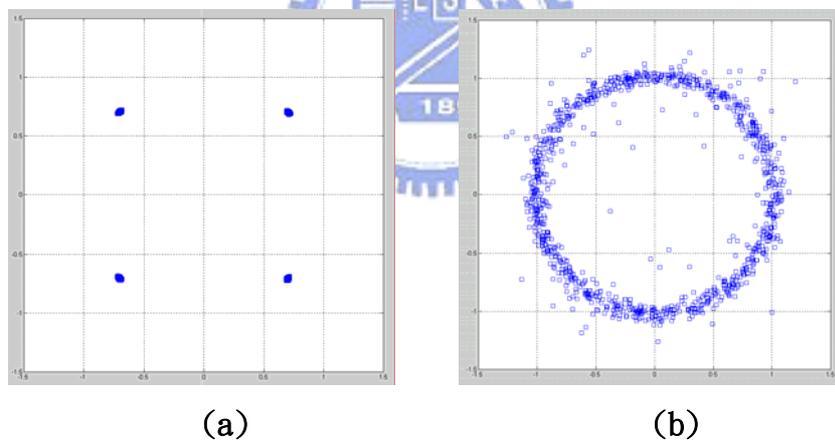


圖 3.2.1-3 QPSK 訊號點的星狀圖因相位旋轉造成的影響

3.2.2 IQ 通道不平衡

眾所皆知在 QPSK、16QAM、64QAM 的調變系統 In-Phase 和 Quadrature-Phase 都會使用到。然而 In-Phase 和 Quadrature-Phase 之間是由類比的混頻器(Mixer)訊號分離，兩條不一樣的路徑總會有不完全相等的訊號增益情形發生或是不是完全 90° 的相角差的情況，這類的非理想效應通稱為”IQ 不平衡”。這類的問題以往通常都是藉由一個中頻(Intermediate Frequency)的降頻器把高頻(Radio

Frequency)和基頻(Baseband)訊號作隔離,此作法可以讓 IQ 不平衡的影響降低。

基於成本降低、縮小面積、降低功率的理由,很多研究都指向把接收端的中頻的降頻器移除,然後改用數位的方式將此類比的不良影響補償回來,如圖

3.2.2-1 所示就是一個沒有中頻降頻器的系統。現在的無線區域網路也都有朝這方向發展的趨勢[11]。然而如果接收端直接降頻就會導致 IQ 不平衡的效應更加明顯,因此為了省掉中頻處理的步驟,在基頻的訊號一定需要作數位的補償處理,因此我們也把此非理想效應納入研究範圍。

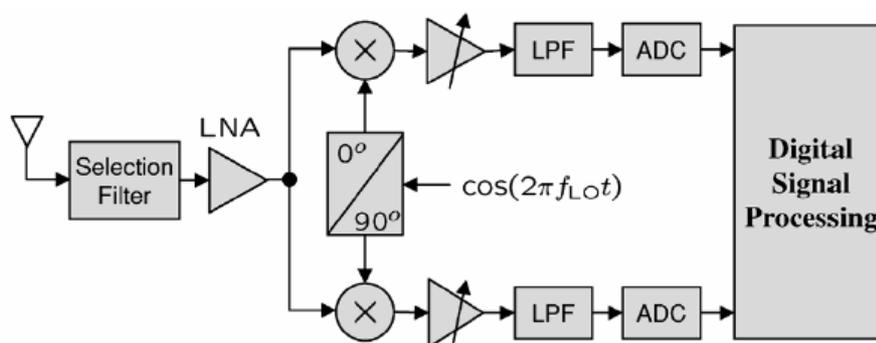


圖 3.2.2-1 無中頻降頻器的接收系統

在 MIMO 系統中,每一根傳送天線的混頻訊號皆源自於同一個傳送端的震盪器;接收端亦是如此,雖然類比訊號會因為布局(Layout)因素我們無法保證不同天線使用的混頻器造成的 IQ 不平衡效應完全相等,但可以保證的是每一根天線的不平衡效應很接近,因此我們可以把每一根天線的 IQ 不平衡效應視為相同然後再加入類似雜訊不一樣的偏移量,讓每一根天線會相近但不相同的 IQ 不平衡。利用多天線的多樣性可以讓 IQ 不平衡效應更精準的消除。其數學表示式,因為需要先介紹完同步,因此我們將在介紹完第四章的同步後的第六章介紹。在此僅作定性上的分析介紹。

降頻的關鍵在於正弦和餘弦波的必需要完全正交,也就是兩路的振幅必須要一樣大,而且角度相差 90° 。圖 3.2.2-2 假設實部和虛部兩路的振幅差 2α 、相位相差 θ 。這樣的模型似乎僅代表著只有接收端有 IQ 不平衡,傳送端沒有 IQ 不平衡,實際的系統和研究都傾向於只拿掉接收端的中頻降頻系統,至於傳送端的

中頻升頻系統則是保留著，因為如果把傳送端的中頻拿掉的話，整個 IQ 不平衡的效應會變的很複雜、很難處理。因次目前所看到的研究都是傾向於如此的設計概念。另一方面從很多研究都說明了如果省略掉接收端的中頻降頻系統，往往會被詬病其 DC 直流會偏移[12]，所以在整個系統的直流頻段是不使用的，取而代之的是一個電感過濾直流。

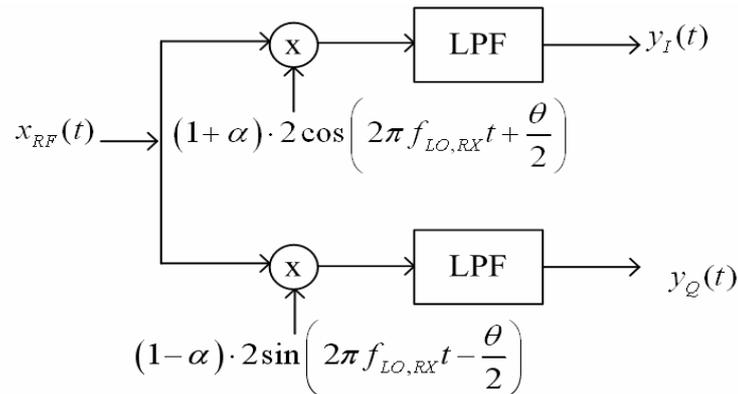


圖 3.2.2-2 具 IQ 不平衡的訊號接收模型

為了方便在以後解釋 IQ 不平衡效應，我們需要一個複數模型將接收到的訊號表示出，圖 3.2.2-3 就是等效的複數模型。其變數等效的轉換如式(3.26)、(3.27)、(3.28)所示，式(3.28)表示的是傳送端和接收端的本地震盪頻率偏移。其推導將會在第五章作解釋，我們在此僅是將 IQ 不平衡的定性分析做描述。

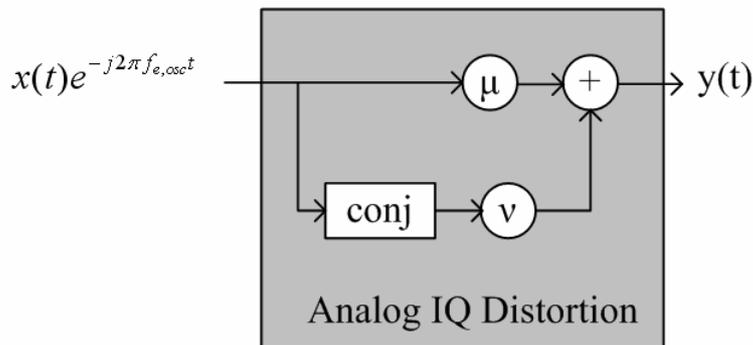


圖 3.2.2-3 等效具 IQ 不平衡的複數訊號接收模型

$$\mu \triangleq \cos\left(\frac{\theta}{2}\right) + j\alpha \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) \quad \text{式(3.26)}$$

$$v \triangleq \alpha \cos\left(\frac{\theta}{2}\right) - j \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) \quad \text{式(3.27)}$$

$$f_{e,osc} \triangleq f_{LO,TX} - f_{LO,RX} \quad \text{式(3.28)}$$

3.3 通道模型

通道在無線通訊裡面佔了一個很重要的角色。在無線通道環境中，通道會不段隨時間隨機改變。由於物理特性的關係，傳送出去的射頻訊號會遇到反射、散射、折射等等影響。因此在無線傳輸的訊號將會以不同的路徑、時間、角度到達接收端，此類的通道稱之為多路徑通道。我們特別針對無線區域網路，TGn(Task Group of 802.11n)[4]制定的 802.11n 室內多輸入多輸出通道模型作為我們的模擬通道，而其模型架構則是源自於 Saleh 和 Valenzuela 的群組(Cluster)模型。在此將簡單的描述我們使用的通道。

3.3.1 多路徑衰落通道

TGn 所提出的 802.11n 通道共有 A, B, C, D, E, F 六種不同環境底下的通道，而此六種通道分別各自有各自不同的群組數和多重路徑抵達時間(Tap)[4]。而在我們的模擬系統中採用典型的大的開放辦公室環境空間，也就是定義的模型 B。模型 B 裡面定義了 9 個路徑，延遲展開(Delay Spread)的均方值(rms)為 15ns，而且全部的路徑都是 NLOS, Non-Line-Of-Sight。

在此提案中通道模型可以經由在時域上每一瞬間，每一個多重路徑(Tap)的通道矩陣 H 來模擬通道特性。我們以四根天線傳輸為例：

$$H = \sqrt{P} \cdot \left(\underbrace{\sqrt{\frac{K}{K+1}} \begin{pmatrix} e^{j\phi_{11}} & e^{j\phi_{12}} & e^{j\phi_{13}} & e^{j\phi_{14}} \\ e^{j\phi_{21}} & e^{j\phi_{22}} & e^{j\phi_{23}} & e^{j\phi_{24}} \\ e^{j\phi_{31}} & e^{j\phi_{32}} & e^{j\phi_{33}} & e^{j\phi_{34}} \\ e^{j\phi_{41}} & e^{j\phi_{42}} & e^{j\phi_{43}} & e^{j\phi_{44}} \end{pmatrix}}_{H_F} + \underbrace{\sqrt{\frac{1}{K+1}} \begin{pmatrix} X_{11} & X_{12} & X_{13} & X_{14} \\ X_{21} & X_{22} & X_{23} & X_{24} \\ X_{31} & X_{32} & X_{33} & X_{34} \\ X_{41} & X_{42} & X_{43} & X_{44} \end{pmatrix}}_{H_V} \right) \quad \text{式(3.29)}$$

每一個 H 都可以分解成一個固定矩陣(Line of Sight, LOS) H_F 和一個 Rayleigh 矩陣(Non-Line of Sight, NLOS) H_V 。P 為接收端的總能量。 $e^{j\phi_{ij}}$ 為第

i 根傳送天線和第 j 根接收天線的入射角度。K 則為 Recien K-因子，根據不同的通道模型有不同的值，可以在 TGn 的提案中獲得。

$$H_v = [R_{rx}]^{1/2} [H_{iid}] \left([R_{tx}]^{1/2} \right)^T \quad \text{式(3.30)}$$

H_v 是由三個部份組成，1. 傳送端的天線矩陣所造成的相關矩陣(Correlation Matrix) $[R_{TX}]$ ，式(3.31); 2. 接端的天線矩陣所造成的相關矩陣 $[R_{RX}]$ ，式(3.35);

3. 一個獨立複數高斯隨機變數所組成的矩陣 $[H_{iid}]$ 。由於 $[R_{TX}]$ 、 $[R_{RX}]$ 分別為 $N_{TX} \times N_{TX}$ 、 $N_{RX} \times N_{RX}$ 的方陣，因此可以做 EVD 分解(只要天線設計夠好可以達到 Full Rank)。 $[\]^{1/2}$ 代表的是 Cholesky 分解，因為假設可以做 EVD 分解，因此 Chloesky 分解也是可以達成的。

在我們的系統中，假設天線陣列為平均的線性陣列(Uniform Linear Array, ULA)，天線的間距 d 為 1 個波長(2.4GHz 的波長約為 12.5cm；5.8GHz 的波長約為 5.2cm)。當間距 d 變為 2 個波長以上的時候模擬結果顯示和全秩(Full Rank)通道有一樣的效能表現，這樣的結論和我們一般的認知一樣，天線間距越大，遭遇到的通道就越不相關，不相關的通道因此可以視為獨立通道，根據消息理論接收端因此可以得到更多的消息，通道效能越佳。

$$R_{TX} = \begin{bmatrix} 1 & \rho_{tx12} & \rho_{tx13} & \rho_{tx14} \\ \rho_{tx21} & 1 & \rho_{tx23} & \rho_{tx24} \\ \rho_{tx31} & \rho_{tx32} & 1 & \rho_{tx34} \\ \rho_{tx41} & \rho_{tx42} & \rho_{tx43} & 1 \end{bmatrix} \quad \text{式(3.31)}$$

$$\rho_{txij} = \int_{-\pi}^{\pi} \cos(D_{ij} \sin \phi) PAS(\phi) d\phi + j \int_{-\pi}^{\pi} \sin(D_{ij} \sin \phi) PAS(\phi) d\phi \quad \text{式(3.32)}$$

$$D_{ij} = 2\pi d_{ij} / \lambda \quad \text{式(3.33)}$$

d_{ij} 代表第 i 根傳送天線與第 j 根傳送天線的距離； λ 代表波長。

$PAS(\phi)$ 為能量角度頻譜，根據[4]我們得知 Laplacian 機率分佈是一個可靠的機率分佈如式(3.34)所示。

$$PAS(\phi) = \frac{1}{\sqrt{2}\sigma} e^{-|\sqrt{2}(\phi-\theta)/\sigma|} \quad \text{式(3.34)}$$

θ 在此代表傳送端的發送角度(Arrival of Departure, AOD), σ 代表的是傳送角度擴展(Angle Spread, AS), 也是 PAS 的標準差。

圖 3.3.1-1 是 $\theta = 0$; AS=30° 的 Laplacian 機率分佈。

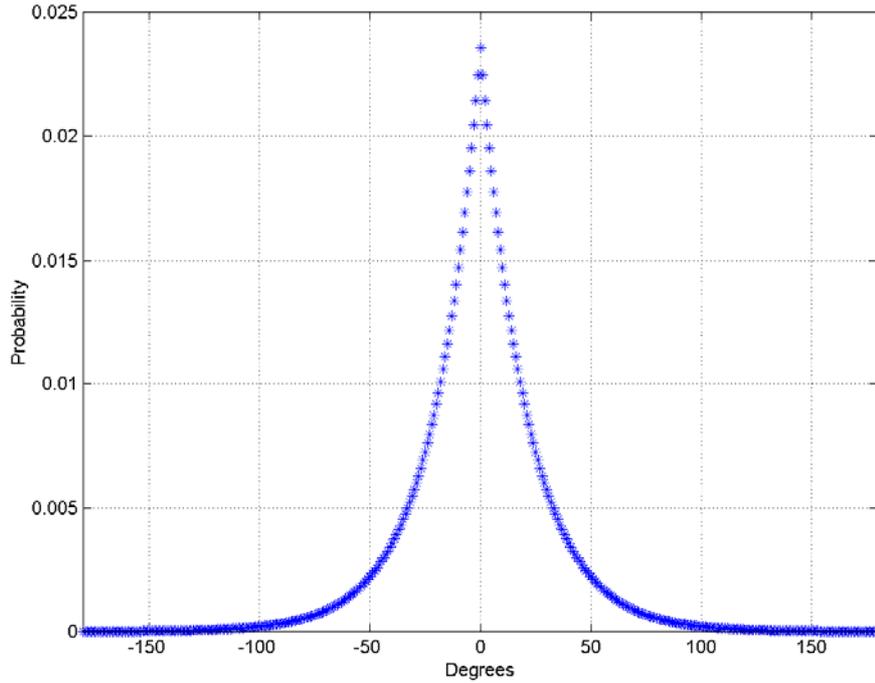


圖 3.3.1-1 $\theta = 0$; AS=30° 的 Laplacian 機率分佈

$$R_{RX} = \begin{bmatrix} 1 & \rho_{rx12} & \rho_{rx13} & \rho_{rx14} \\ \rho_{rx21} & 1 & \rho_{rx23} & \rho_{rx24} \\ \rho_{rx31} & \rho_{rx32} & 1 & \rho_{rx34} \\ \rho_{rx41} & \rho_{rx42} & \rho_{rx43} & 1 \end{bmatrix} \quad \text{式(3.35)}$$

$$\rho_{rxij} = \int_{-\pi}^{\pi} \cos(D_{ij} \sin \phi) PAS(\phi) d\phi + j \int_{-\pi}^{\pi} \sin(D_{ij} \sin \phi) PAS(\phi) d\phi \quad \text{式(3.36)}$$

$$D_{ij} = 2\pi d_{ij} / \lambda \quad \text{式(3.37)}$$

d_{ij} 代表第 i 根接收天線與第 j 根接收天線的距離; λ 代表波長。PAS 的分佈和式

(3.34) 一樣, 比較不同的是 θ 在此代表接收端的抵達角度(Arrival of

Departure, AOD), σ 代表的是接收端角度擴展(Angle Spread, AS), 也是 PAS

的標準差。

H_{iid} 的每一個元件(element)平均值為零，變異數(Variance)為一。

在我們的模擬環境是 NLOS 也就是 Recien K-因子等於零。群組數有兩個，rms 延遲擴展為 15ns。各個路徑，各個群組的接收端能量、傳送端的發送角度、傳送角度擴展、接收端的抵達角度的定義如下表 3.4

	Tap index	1	2	3	4	5	6	7	8	9
	Excess delay [ns]	0	10	20	30	40	50	60	70	80
Cluster 1	Power [dB]	0	-5.4	-10.8	-16.2	-21.7	-	-	-	-
AoA	AoA [°]	4.3	4.3	4.3	4.3	4.3	-	-	-	-
AS (receiver)	AS [°]	14.4	14.4	14.4	14.4	14.4	-	-	-	-
AoD	AoD [°]	225.1	225.1	225.1	225.1	225.1	-	-	-	-
AS (transmitter)	AS [°]	14.4	14.4	14.4	14.4	14.4	-	-	-	-
Cluster 2	Power [dB]	-	-	-3.2	-6.3	-9.4	-12.5	-15.6	-18.7	-21.8
AoA	AoA [°]	-	-	118.4	118.4	118.4	118.4	118.4	118.4	118.4
AS (receiver)	AS [°]	-	-	25.2	25.2	25.2	25.2	25.2	25.2	25.2
AoD	AoD [°]	-	-	106.5	106.5	106.5	106.5	106.5	106.5	106.5
AS (transmitter)	AS [°]	-	-	25.4	25.4	25.4	25.4	25.4	25.4	25.4

表 3.4 室內通道的環境參數

3.3.2 加成性白色高斯雜訊

除了前述的通道設定之外，還有另外一項必需加入的非理想項，因為在我們

的通道裡還會有接收機前端造成的熱雜訊(Thermal Noise)，在系統裡熱雜訊是具加成性的白色高斯雜訊(AWGN)，可以直接加入接收訊號。其頻譜是平的，其分布為平均值為零，變異數為 σ^2 的高斯機率分布，而 σ^2 則是此系統的雜訊功率，在 MMSE 的應用下我們將會需要估計雜訊的功率 σ^2 。



第四章 封包偵測，符元邊界時間點與載波頻率 同步

在本章節中將會介紹如何利用前置符元(Preamble)偵測封包，完成符元時間點的同步、補償頻率偏移，下一章再繼續介紹通道的估計，有了通道的資訊後進一步要用各種不一樣的方式做資料的解碼(Decoding)動作。在本章節會從短前置符元(Short Preamble)開始處理訊號，進行訊號的時間與頻率補償後繼續處理長前置符元(Long Preamble)，估計出通道，解出 HT-SIG 的資料後，最後再將資料作解碼。在接收 OFDM 符元的同時，領航(Pilot)訊號可以用來進行殘餘載波頻率偏移的追蹤，也可以用來進行取樣時脈偏移的追蹤。最後再使用位元錯誤率(Bit Error Rate, BER)來評估同步演算法。



4.1 封包偵測

封包偵測(Packet Detection)的功能：

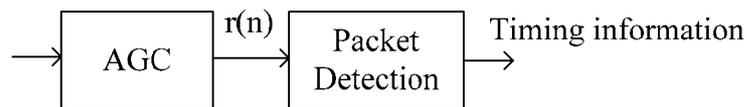


圖 4.1-1 自動增益控制(AGC)和封包偵測的設計架構

如圖 4.1-1 所示封包偵測是自動增益控制(Auto-Gain Control, AGC)的下一級，封包偵測可以通知其下一級處理器：載波頻率粗略同步器(Coarse Frequency Synchronizer)和符元邊界時間點的粗略估計器(Coarse Timing Synchronizer)何時開始啟動。

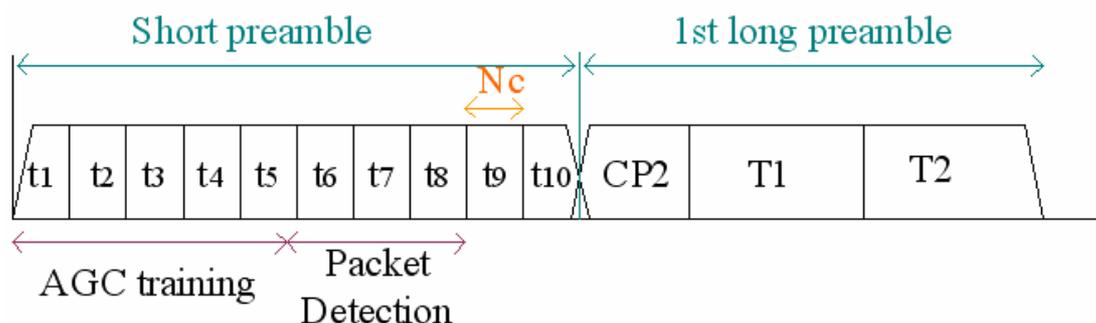


圖 4.1-2 AGC 和封包偵測的處理時間點分配

從第三章的前置符元的週期特性可以知道，圖 4.1-2 的 $t_1 = t_2 = \dots = t_{10}$ 、 $T_1 = T_2$ 。在進行封包偵測之前系統必須預留一點時間來完成自動增益控制。完成了增益調整後 ADC 才可以正常的取樣。一般的情況下會預留一半的短前置符元給 AGC 去調整增益[3]。在式(4.1)中我們定義評量封包偵測與否的基準為

$M(n)$ [5]。

$$M(n) \triangleq \frac{|c(n)|^2}{p(n)^2} \quad \text{式(4.1)}$$

$$c(n) = \sum_{n_r=1}^{N_{RX}} c^{n_r}(n) = \sum_{n_r=1}^{N_{RX}} \left(\sum_{i=0}^{L-1} r^{n_r}(n+i) \cdot r^{n_r*}(n+i+Nc) \right) \quad \text{式(4.2)}$$

$$c^{n_r}(n) \triangleq \left(\sum_{i=0}^{L-1} r^{n_r}(n+i) \cdot r^{n_r*}(n+i+Nc) \right) \quad \text{式(4.3)}$$

$c(n)$ 是時域上接收到的訊號之交錯相關(Cross-correlation)值，如式(4.2)所示，它是所有接收天線的時域交錯功率(Cross-power)訊號的相等增益組合(Equal Gain Combining, EGC)。式(4.3)代表的就是第 n_r 根接收天線時域上的交錯功率訊號。 L 是作交錯相關時所需要取樣平均的點數，也就是窗(Window)的大小。 Nc 是離散時間下短前置符元的週期，可以藉由表 3-1 查詢。

$$p(n) = \sum_{n_r=1}^{N_{RX}} p^{n_r}(n) = \sum_{n_r=1}^{N_{RX}} \left(\sum_{i=0}^{L-1} r^{n_r}(n+i+Nc) \cdot r^{n_r*}(n+i+Nc) \right) \quad \text{式(4.4)}$$

$$p^{n_r}(n) = \sum_{i=0}^{L-1} r^{n_r}(n+i+Nc) \cdot r^{n_r*}(n+i+Nc) \quad \text{式(4.5)}$$

式(4.4)是所有接收天線時域上的本身功率(Auto-power)訊號的相等增益組合。

式(4.5)是第 n_r 根接收天線本身的功率訊號。

從上面的演算法我們必須留意三件事:首先第一件事是傳送端導入的循環位移本身並不會破壞短前置符元的週期性,交錯相關值依然不受影響,因此依然可以使用此方法偵測封包;第二件事是在封包偵測之前會有因為載波頻率偏移造成的相位旋轉,此相位的旋轉在式(4.1)中因為將 $c(n)$ 取了絕對值,所以不會造成封包偵測的影響;第三件事是此時的訊號尚未做頻率補償,因此 IQ 不平衡會造成訊號的線性相加,並且影響其週期性造成微小干擾項,而取樣時脈偏移也會造成微小的干擾,但是因為封包才剛開始所以其實影響不大。在理想無雜訊的情形下我們預期 $M(n)$ 可以達到最大值為一。

平均訊號時的窗的大小 L 如果增加,可以把雜訊削減的更小,但有限脈衝響應(Finite Impulse Response, FIR)濾波器就需要更多的記憶體(Register)來完成。換句話說,如果增加濾波器的 tap 數目,可以讓封包偵測的更精準。這是一種必須在效能和複雜度的折衷考量。在我們的模擬系統 L 選定為離散時間傅立葉轉換(Discrete-time Fourier Transform, DFT)大小的一半 $N/2$ [5]。



圖 4.1-3 在不同 SNR 下 4x4 MIMO 通道的封包偵測狀況

在圖 4.1-3 中可以發現在 4x4 的 MIMO 通道下的 $M(n)$ 會因為有週期性的短前置符元的進入，明顯的上升，而且隨著訊雜比(Signal to Noise Ratio, SNR)上升 $M(n)$ 的值也會越來越接近一。在我們的應用裡面假設前半段的短前置符元是預留給 AGC，因此封包偵測必須等 AGC 完成之後， $M(n)$ 的值才算是有意義，才可以判斷是否大於某個臨界值(Threshold)，超過此臨界值才代表封包已經偵測到封包。從圖 4.1-3 中我們可以發現當封包偵測到時的 $M(n)$ 大小會隨訊雜比增加越來越接近一，面對這樣的問題我們的判斷標準的臨界值需要一個訊雜比的初步估計。這樣的訊雜比初步估計可以由 AGC 決定、雙滑動窗(Double Sliding Window)法或是長前置符元(Long Preamble)雜訊功率估計法做臨界值的給定(在本節的最後我們將會介紹雙滑動窗法，長前置符元的雜訊估計法將會在 5.2.2 節作介紹)。有了訊雜比的粗估之後我們可以適應性的調整封包偵測的臨界值，並且提升封包偵測率。

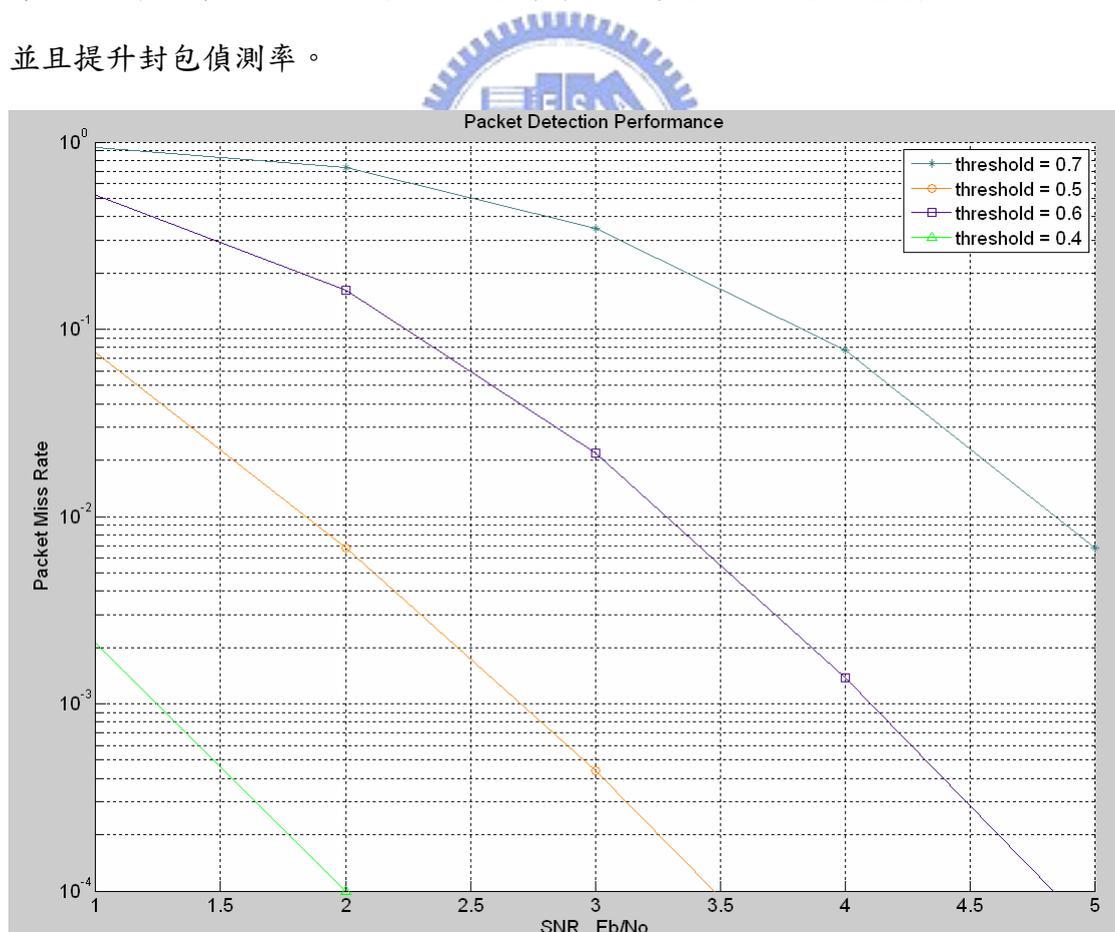


圖 4.1-4 在不同的臨界值下 2x2 MIMO 通道的封包錯失率

圖 4.1-4 是在 2x2 的 MIMO 通道下不同的臨界值的封包錯失率(Miss Rate)，

橫軸代表的是訊雜比(Eb/No)，縱軸是封包的錯失率。由實驗結果可以得知當封包的臨界值設的越大，封包的錯失率(Miss Rate)就越高。但相反如果臨界值設的越小，雜訊所導致的錯誤偵測(False Alarm)的機率就越高。因此臨界值的設定必須好好的選擇，太大或太小都不好。

以下的演算法是經由實驗結果後，調整而得出的結論。

```

if(SNR>12)
    threshold = 0.7;
else
    threshold = SNR/20+0.1;
end

```

雙滑動窗法(Double Sliding Window Method)估計訊雜比:

介紹完臨界值的設定後我們將要介紹估計訊雜比的方法。如圖 4.1-5 所示當封包從左邊慢慢的往右邊滑動時，窗 a 和窗 b 則是不斷的收集接收到訊號的功率，並且把此兩個訊號相除，等到其極值出現即可粗略的估計出訊雜比。其數學定義如式(4.6、4.7、4.8、4.9)。

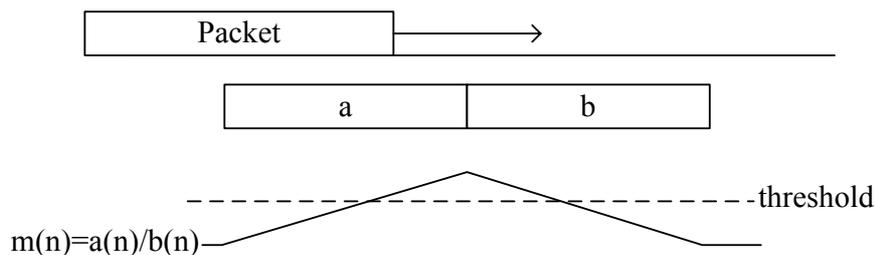


圖 4.1-5 雙滑動窗的 SNR 估計方法

$$\begin{cases} a^{n_r}(n) = \sum_{i=0}^{L-1} r^{n_r}(n-i) \cdot (r^{n_r}(n-i))^* = \sum_{i=0}^{L-1} |r^{n_r}(n-i)|^2 \\ b^{n_r}(n) = \sum_{i=1}^L r^{n_r}(n+i) \cdot (r^{n_r}(n+i))^* = \sum_{i=1}^L |r^{n_r}(n+i)|^2 \end{cases} \quad \text{式(4.6)}$$

$$m(n) = \frac{a(n)}{b(n)} = \frac{\sum_{n_r=1}^{N_{RX}} a^{n_r}(n)}{\sum_{n_r=1}^{N_{RX}} b^{n_r}(n)} \quad \text{式(4.7)}$$

式(4.6)和式(4.7)中 $a(n)$ 和 $b(n)$ 皆代表其擷取到的接收訊號的功率，而他們的值可以從封包偵測時的本身功率(Auto-power)項 $p(n)$ 獲得。而 $m(n)$ 的極大值將會發生在當窗 a 收到的訊號全部都是封包訊號，而窗 b 收到的訊號全部都是雜訊的時刻，也就是封包頂到窗 a 的邊界的時刻。而此時的極大值將會如式(4.8)所示，分子為訊號能量加上雜訊能量，分母為雜訊能量。因此估計到的訊雜比可以用式(4.9)表示。

$$m_{peak} = \frac{\text{Signal_power} + \text{Noise_power}}{\text{Noise_power}} = \text{SNR} + 1 \quad \text{式(4.8)}$$

$$\widehat{\text{SNR}} = m_{peak} - 1 \quad \text{式(4.9)}$$

窗 a 與窗 b 的大小是可以調整的，通常會希望是 $p(n)$ 的一半，因為這樣就不會有太多額外需要的計算量。



4.2 符元時間的同步

對於任何一個 OFDM 接收機系統，進入離散時間傅利葉轉換之前的 N 點時域訊號取樣點的選取是非常重要的，而這個過程就稱為『符元時間的同步』。換句話說符元時間同步的目的就是希望能夠找到每一個 OFDM 符元的最佳起始點。在系統當中，因為有短前置符元(Short Preamble)和長前置符元(Long Preamble)。因此我們必須利用這兩個訊號來完成符元時間的同步[3][7]。在接下來的章節會先利用短前置符元把符元邊界時間點做粗略的估計，之後再拿估計的結果，利用長前置符元作細微估計。

4.2.1 符元邊界時間點的粗略估計

粗略的時間同步(Coarse Timing Synchronization)的功能：

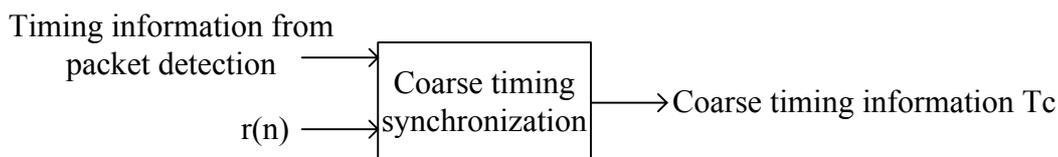


圖 4.2.1-1 粗略的時間同步的方塊圖

在系統中我們利用已經完成初步頻率補償的短前置符元來粗略估計時間，在圖 4.2.1-1 中必須特別強調的是 $r(n)$ 是已經完成粗略的頻率同步訊號，而初步的頻率同步將會在 4.3.1 節中再介紹，這也就是說在整個系統裡面封包偵測完的第一個工作會是頻率偏移的初步補償，再來才是時間的初步估計[3]。

從表 3.1 可得知離散時間短前置符元的重複週期為 N_c 。時域上的取樣時間點指標為 n 。式(4.17)表示的是短前置符元的週期性。

$$r_{n_r}(n + N_c) = r_{n_r}(n) \cdot e^{j2\pi N_c(\varepsilon - \hat{\varepsilon})} \quad \text{式(4.17)}$$

式(4.17)中 ε 是已經被取樣時間 T_s 正規化的載波頻率位移， $\hat{\varepsilon}$ 則是初步的載波頻率位移補償項。因為已經具備了初步的載波頻率位移的補償，因此 IQ 不平衡的效果已經不會像封包偵測時那樣造成干擾影響。取樣時脈偏移也會造成微小的干擾，但是因為封包才剛開始接收所以其實影響不大。

$$\varepsilon = \Delta f \cdot T_s \quad \text{式(4.18)}$$

$$\hat{\varepsilon} = \Delta \hat{f} \cdot T_s \quad \text{式(4.19)}$$

式(4.20)是用來判斷交錯相關(Cross-correlation)的等式， $P_R(n)$ 是以滑動窗(Sliding Window)的方式計算交錯相關的值，而此窗的大小為 N_c 。當取樣點 n 加一的時候就把新的交錯相關的值加入，然後把最舊的交錯相關的值減掉。

$$P_R(n+1) = P_R(n) + \text{Re} \left\{ \sum_{n_r=1}^{N_{Rx}} [r_{n_r}(n + N_c) \cdot r_{n_r}^*(n + 2 \cdot N_c) - r_{n_r}(n) \cdot r_{n_r}^*(n + N_c)] \right\} \quad \text{式(4.20)}$$

$$P_R(n) = \sum_{n_r=1}^{N_{Rx}} \sum_{j=n}^{n+N_c-1} \text{Re} \{ r_{n_r}(j) \cdot r_{n_r}^*(j + N_c) \} \quad \text{式(4.21)}$$

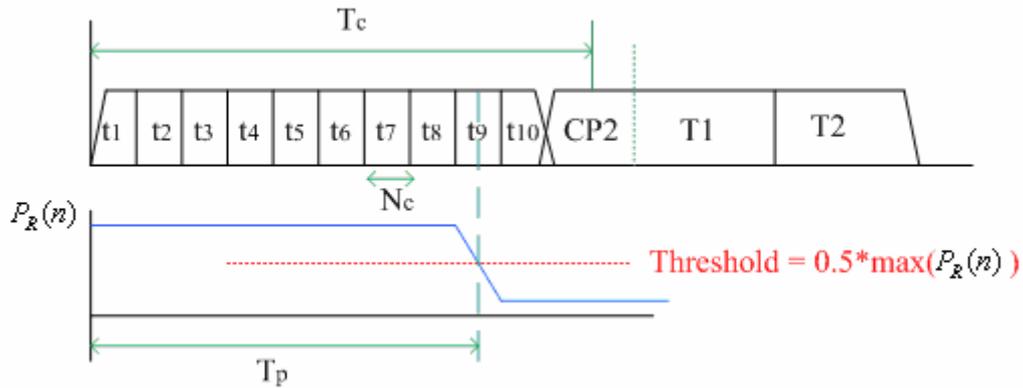


圖 4.2.1-2 $P_R(n)$ 在粗略的時間同步時的預期結果

圖 4.2.1-2 概略的描述了 $P_R(n)$ 的預期結果。當整個滑動窗有一半落入長前置符元的循環置首(Cyclic Prefix, CP)時候因為此刻式(4.17)的週期性已經不再存在， $P_R(n)$ 的值預期它會降到零。式(4.20)取實部不取決對值的平方的理由除了希望降低運算量，我們希望在預期 $P_R(n)$ 會降為零時可以更逼近零。這時候我們設定當 $P_R(n)$ 的值下降到低於 $P_R(n)$ 最大值的一半的時間點指標為 T_p 。上述的式(4.20)的方法基本上是可行的但是為了避免當通道響應不良時 $P_R(n)$ 的值太小而導致容易受雜訊干擾的情況，我們會把 $P_R(n)$ 做正規化，正規化的方式就是除以能量式(4.22)。想要正規化 $P_R(n)$ ， $N_R(n)$ 是一個不錯的選擇。

$$N_R(n) = \sum_{n_r=1}^{N_{R_r}} \sum_{j=n}^{n+N_c-1} \text{Re}\{r_{n_r}(j) \cdot r_{n_r}^*(j)\} \quad \text{式(4.22)}$$

當在某通道種情況下或是某種 $(\varepsilon, \hat{\varepsilon})$ 的組合下，有可能造就 $P_R(n)$ 的實部的值很小的狀況，因此我們需要將 $P_R(n)$ 做正規化。圖 4.2.1-3 是經過正規化後不同的通道架構、不同的訊雜比下粗略時間同步的模擬結果，橫軸代表取樣時間點指標 n ，縱軸代表 $P_R(n)$ 。從模擬結果都可以發現有很明顯的 $P_R(n)$ 預測走勢。

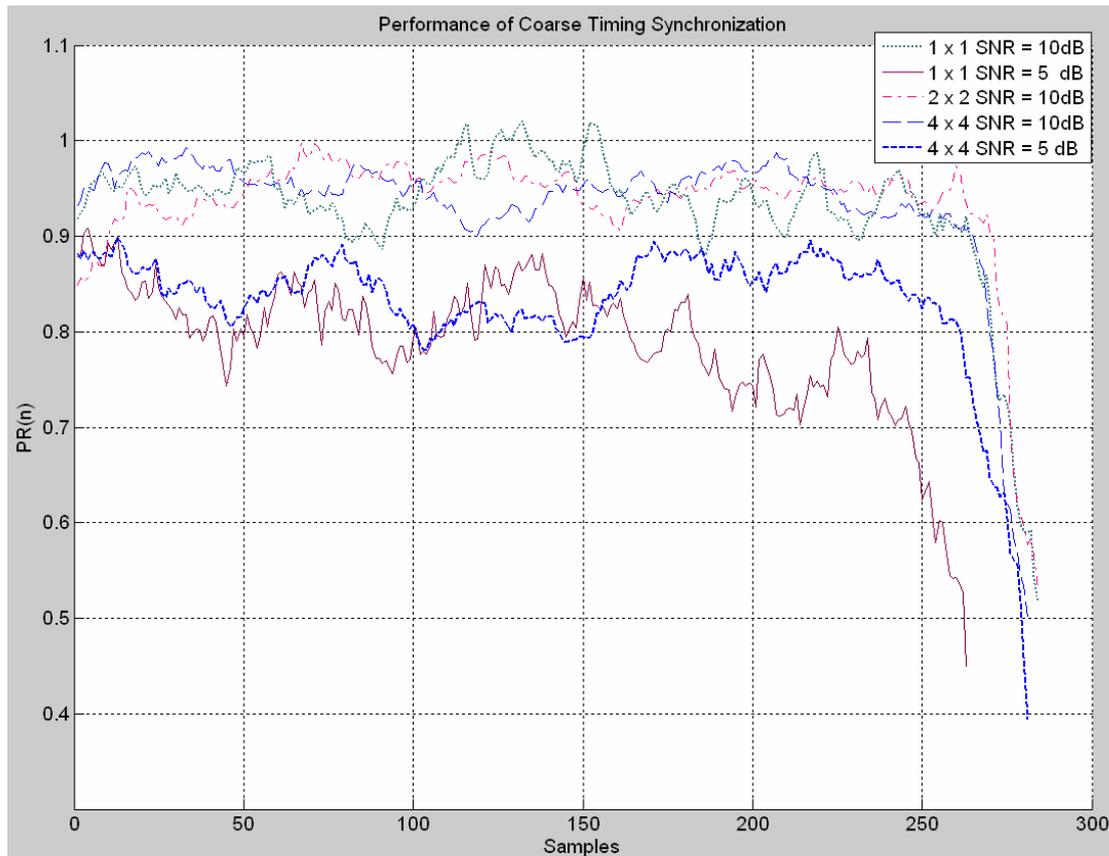


圖 4.2.1-3 粗略時間同步的模擬結果

4.2.2 符元邊界時間點的細微估計

完成了初步的符元邊界時間同步之後，我們進一步的希望更精準的符元邊界時間點同步。而在 OFDM 系統中，因為有循環前置(Cyclic Prefix)保護的關係，第一個路徑的時間是允許被提早一點的，不會造成效能影響，但是如果延遲一點，則會造成 ICI 與 ISI 影響效能。因此我們需要利用 4.2.1 節中短前置符元 (Short Preamble) 所初步時間同步的結果 T_c ，和已知的長前置符元(Long Preamble) 的訊號，更進一步避免掉因為離散時間傅立葉轉換所擷取的範圍不佳而造成 ICI 和 ISI。在任何的 OFDM 系統中找到第一個路徑(Path)的時間，絕對是最關鍵的議題

在 802.11a/g 的應用很多研究都傾向於先把訊號轉成頻域上之後再作細微同步時間的處理[3]，這樣的方法在具有循環位移的 MIMO 通道下不是一個好的方法，因為需要作傅利葉轉換，提高了計算量，而且在有循環位移的情況下效能會

變不好，因此在我們的研究中比較傾向在時域上做處理。

細微的時間同步(Fine Timing Synchronization)的功能：

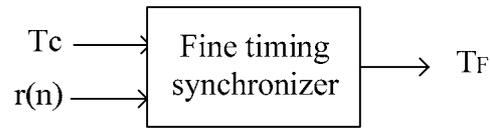


圖 4.2.2-1 細微時間同步的方塊圖

圖 4.2.2-1 說明了細微時間同步的輸入與輸出，首先我們需要利用到先前粗略估計的結果 T_c ，來估計 T_F (T_F 的值代表著第一個進入 FFT 的取樣點的位置)，估計完之後我們就會正式的把時域上的循環前置訊號移除，並且決定進入 FFT 的 N 個取樣點。

在之前的章節已經有說明了要完成細微的時間同步需要應用到長前置符元。在進行本章節的介紹之前我們必須先把系統上定義的循環位移詳細的說明一次。在此以最複雜的 4x4 MIMO 通道作為舉例。如圖 4.2.2-2 所示，第一根傳送天線是沒有循環位移的，而在不超頻取樣的情形下，其第一個長前置符元包含了 $2.5N$ 個取樣點。接著我們希望把 $2.5N$ 個取樣點做分組。每一根傳送天線封包裡面的值(ex:8、9...)皆代表著一組連續 $N/16$ 個取樣點的編號，於是每一個封包裡面都含有 40 組的組連續 $N/16$ 個取樣點。如果在 20MHz 頻寬應用的系統下一組連續取樣點代表著連續的四個取樣點；如果在 40MHz 頻寬應用的系統下一組連續取樣點代表著連續的八個取樣點。

Antenna 1	8,9, …15 1.6 μs CP	0,1,2….,15 3.2μs	0,1,2 ….,15 3.2μs
Antenna 2	10,11, …15,0,1 1.6 μs CP	2,3,4 ….,15,0,1 3.2μs	2,3,4 … 15,0,1 3.2μs
Antenna 3	9,10, …15,0 1.6 μs CP	1,2,3….,15,0 3.2μs	1,2,3… 15,0 3.2μs
Antenna 4	11,12…15,0,1,2 1.6 μs CP	3,4,5….,15,0,1,2 3.2μs	3,4 ,5… 15,0,1,2 3.2μs

圖 4. 2. 2-2 第一個長前置符元在 4 根傳送天線結構下的循環位移

介紹完定義之後圖 4. 2. 2-2 就可以說明第一個長前置符元在 4 根傳送天線結構下的傳送概況。接著我們要介紹時域上的時間同步方法：訊號匹配法(Matching Method)，式(4. 23)即為第一根接收天線訊號處理方式。

$$g_1(n) \triangleq \left| \sum_{m=0}^L r_{rx1}(n+m) \cdot t_{tx4}^*(m) \right|^2 \quad \text{式(4. 23)}$$

L 是擷取的窗(Window)的大小，L 增加可以壓抑更多雜訊提高效能，但卻也會造成計算量提高，在我們的系統中等效的擷取窗長度為 $4.8 \mu s$ (在 20MHz 頻寬的環境代表 96 個取樣點；在 40MHz 頻寬的環境代表 192 個取樣點)。

$t_{tx4}^*(m)$ 代表第四根傳送天線傳送的已知的第一個長前置符元的第 m 個複數取樣點。之所以選擇第四根傳送天線傳送的訊號作為參考訊號的理由是：第四根傳送天線在時域上具有最大的循環位移。依此類推如果在兩根傳送天線的情況下會選擇第二根天線作為參考訊號，因為第二根天線在時域上具有最大的循環位移。

$r_{rx1}(n)$ 代表的是時域上第一根接收天線在第一個長前置符元的第 n 點的取樣值，在設計系統上 $r_{rx1}(n)$ 已經完成了細微的載波頻率補償(4. 4. 2 節)，因此訊號載波

頻率偏移量造成的相位旋轉不會有很大的影響。

$g_1(n)$ 則是第一根接收天線的匹配結果，而在我們的例子中此匹配的結果會受到所有的路徑，所有的天線影響。

針對我們的例子，除了第四根傳送天線直接匹配到其多路徑通道(Multipath Channel)的絕對值外，其餘的第一根，第二根，第三根傳送天線都是各別匹配到其 $3N_{cs}$, N_{cs} , $2N_{cs}$ 向右平移多路徑通道的絕對值。而我們的目標則是找到第一條多路徑通道的到達時間點。在下圖 4.2.2-3 中 $g_1(n)$ 為 4 根傳送天線的絕對值通道響應之循環位移和，虛線代表多路徑通道的絕對值響應，而在此圖中假設多路徑通道的最長延遲為 $2N_{cs}$ 。

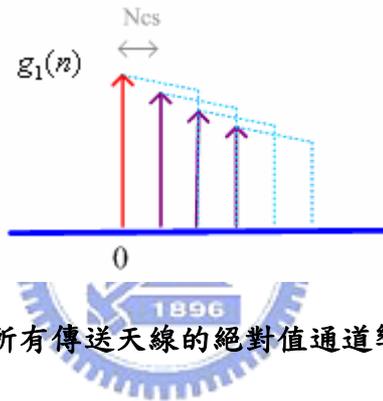


圖 4.2.2-3 $g_1(n)$ 為所有傳送天線的絕對值通道響應之循環位移和

$$g(n) \triangleq \sum_{i=1}^{N_{RX}} g_i(n) \quad \text{式(4.24)}$$

在式(4.24)中 $g_i(n)$ 都是以具有最大的循環位移訊號天線的傳送訊號作為參考訊號，不同的接收天線可以提供多樣性，在我們的系統中用的就是相等增益組合(Equal Gain Combining)。圖 4.2.2-4 為模擬結果，實際的第一個 Path 到達時間為第 33 個取樣點，而圖中可以發現第 33 個取樣點的值開始 $g(n)$ 的值相對於之前的雜訊有明顯上升。

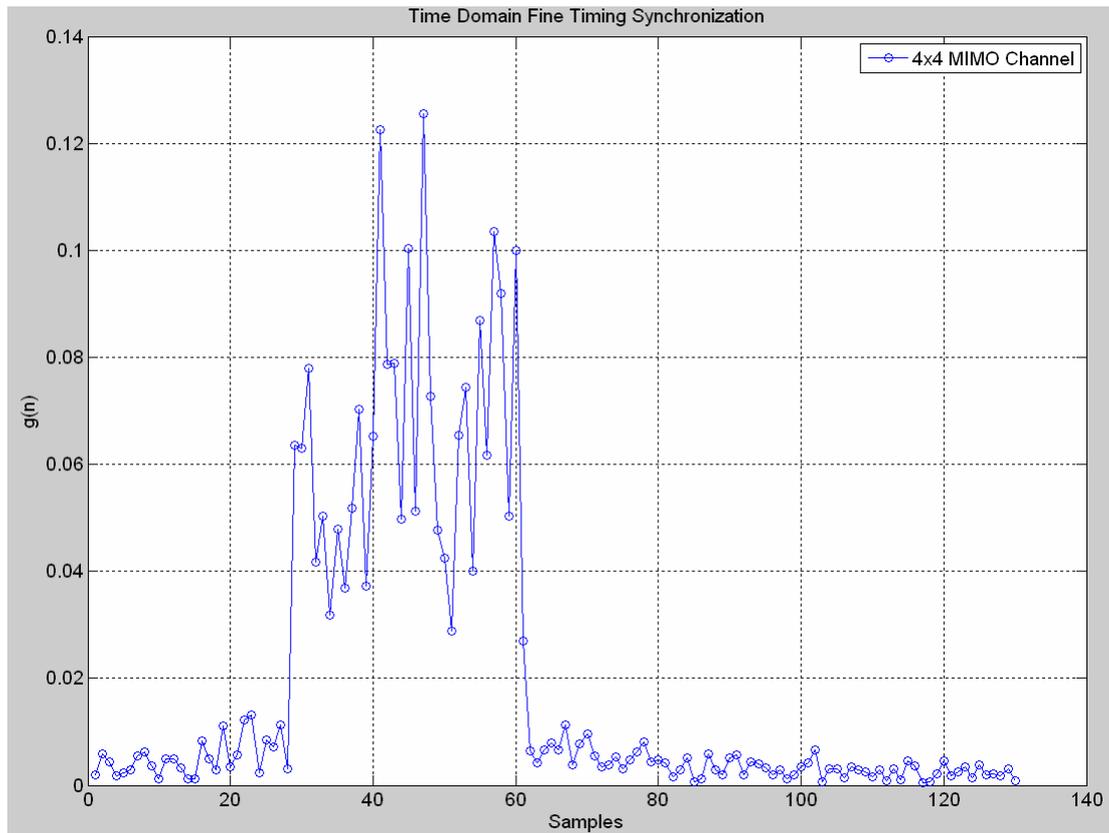


圖 4.2.2-4 $g(n)$ 的在 5dB SNR 下 4x4 MIMO 通道的模擬結果

為了讓時間同步比較精確，我們把前一級估出來的時間 T_c 往前 ahead 個取樣點，如圖 4.2.2-5 所示。接著在慢慢的去匹配，匹配完成的時間稱為 delay。於是我們可以把 T_F 估計出如式(4.25)

$$T_F = T_c - \text{ahead} + \text{delay} + 2N_c - \Delta \quad \text{式(4.25)}$$

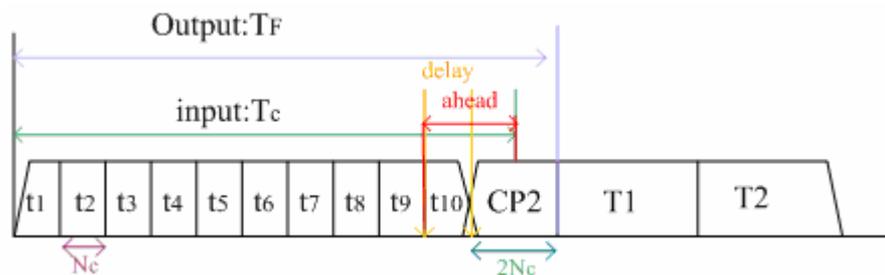


圖 4.2.2-5 細微時間同步的演算法說明圖

因為在 OFDM 系統中都會有循環置首(Cyclic Prefix)訊號，因此為了確保沒有取樣時間點過晚造成的 ICI 和 ISI，我們導入一個修正項 Δ ，其值在 20MHz 頻寬的使用下約為 2~3；40MHz 頻寬的使用下約為 4~6，使用原則是根據[3]的經驗法則。介紹完觀念之後，接下來我們要介紹時間同步的演算法。

Fine Timing Synchronization ALGORITHM:

```
delta = 4;

while n < track_length

    if g(n) > (sum(g(n-12:n-5))/8)*gain;

        delay = n;

        n = track_length;

    end

    n = n + 1;

end

Tf_estimate = Tc_estimate - ahead + delay + 2*Nc - delta;
```

變數” track_length” 是一個常數，用來補償粗略時間同步的偏移，其大小和粗略時間同步的精確度有關，前一級的訊號越精確，追蹤的長度就可以不用太長，運算量也會比較低。通常其值都是可以把時間找回來的區段大小。

變數” gain” 是一個常數，式用來判斷如何界定訊號已經匹配的臨界值。和封包偵測一樣如果設立一個比較低的臨界值造成，錯誤響鈴(False Alarm)的機率就會比較高；相反如果設定的臨界值太高，錯誤響鈴的機率會降低，但也容易錯失正確的時間點。傳送天線架構數目和訊雜比會影響設計” gain” 時要給定的大小。

在模擬經驗中四根傳送天線 gain = 2；兩根傳送天線 gain = 3；一根傳送天線 gain = 4；在我們的演算法當中，硬體的操作就如所示，利用八個g(n)的計算值作平均，如圖4.2.2-6所示。而我們在g(n)作平均之前插入了5個取樣點的延遲(Delay)，這麼做的目的是因為硬體架構是用滑動窗(Sliding Window)的方式做比較，判斷是否有匹配。而我們希望看到的值是一個迅速的變大的g(n)，為了避免多路徑通道的前面幾個路徑強度不足，而造成未偵測到匹配，訊號和訊號自己比較結果。提前五個取樣點的目的是避免遇到訊號和訊號間互相比對的情形發

生。如此一來匹配的訊號比對的訊號就是雜訊而非因通道造成的微弱匹配訊號。

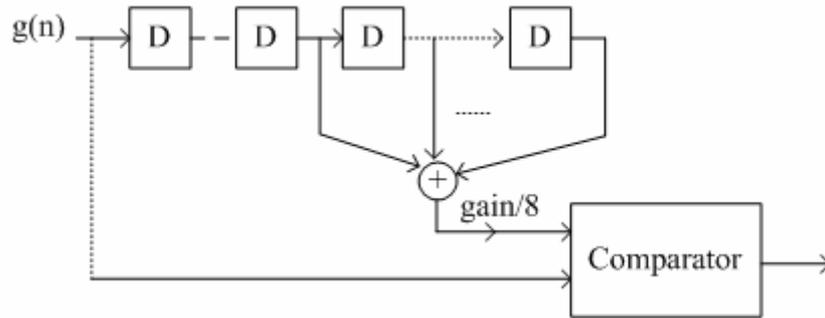


圖 4. 2. 2-6 細微時間同步演算法的硬體說明圖

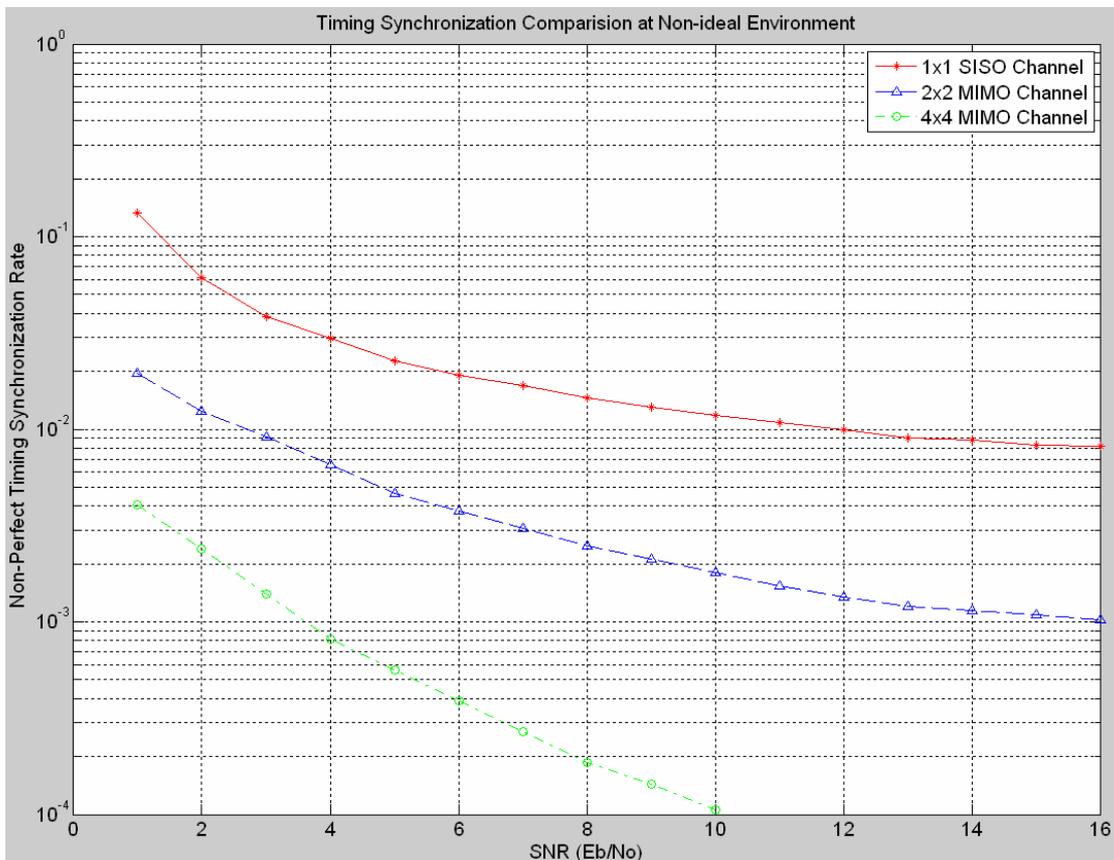


圖 4. 2. 2-7 封包偵測與時間同步的綜合分析結果

綜合前述的封包偵測與粗略/細微時間同步演算法，圖 4. 2. 2-7 為整合後的時間同步系統比較圖。系統測試的環境同時具有所有的非理想效應，包含 IQ 不平衡、取樣時脈的偏移、載波頻率的偏移等等。X 軸是訊雜比，Y 軸代表的是時間同步錯誤率，時間同步錯誤率代表的是多路徑通道 OFDM 系統中，擷取出來做 DFT 的時間範圍不可以被 Guard Interval 保護到的比例；也就是會因時間同步

造成 ICI 與 ISI 的比例。可以發現多天線的多樣性增益可以提升效能，時間同步錯誤比例也比較低。這樣的模擬結果還可以在更好，但是相對的追蹤的範圍比須再增加，複雜度必須再提高，增加的幅度可以由系統可以忍受的範圍做調整。

4.3 載波頻率同步

傳送端載波頻率和接收端的載波震盪頻率是不相等的，而這樣的問題在正交分頻多工系統會導致載波頻率間的干擾(Inter Carrier Interference, ICI)破壞其正交性，而且其導致的相角旋轉量也會隨著符元數目的增加而不斷累積。載波頻率的最大限度在提案中定義為 20ppm 的中心頻率。而載波頻率的同步的目的就是防止傳送端和接收端兩邊震盪頻率不同所造成的子載波頻率間干擾。和一般傳統的 802.11 a/g 一樣，載波頻率有分作粗略估計頻率偏移補償、細微估計頻率偏移補償、載波頻率追蹤。

4.3.1 載波頻率的粗略同步

和 802.11 a/g 一樣，利用短前置符元大致上將頻率偏移的部分作大致上粗略的拉回動作，稍微的做完補償之後，讓載波頻率比較精準之後再交給載波頻率的細微同步進行更精確的補償。

粗略載波頻率同步的功能：

圖 4.3.1-1 所表示的是粗略載波頻率同步的功能：藉由適當的頻率偏移估計和時域上的補償方法，降低接收端和傳送端的頻率差距。頻率偏移的估計方法是藉由短前置符元的週期特性來做處理。

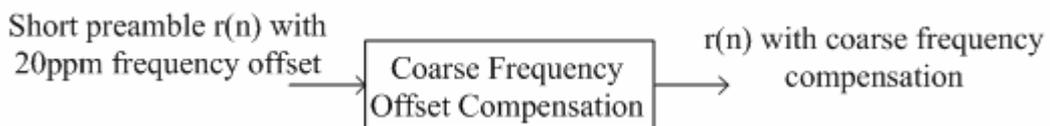


圖 4.3.1-1 載波頻率粗略同步的方塊圖

圖 4.3.1-2 說明了粗略頻率同步的處理時間和封包偵測一樣必須等到 AGC 做完才能有動作，之後利用剩下一半的短前置符元來估計頻率偏移量。

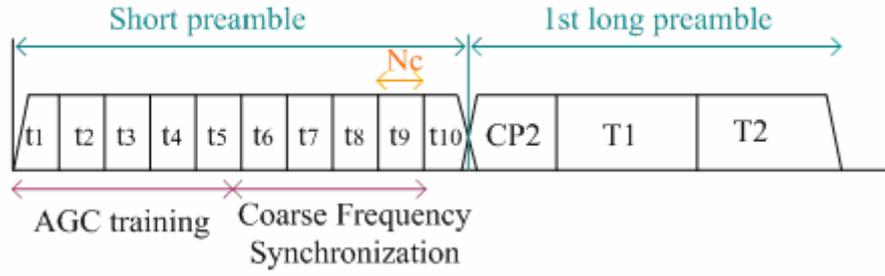


圖 4.3.1-2 AGC 和粗略頻率同步的處理時間點分配

在進行推導數學以前我們必須要說明時域上接收到的短前置符元的重要特性。式(4.26)、式(4.27)說明了如果載波頻率不一樣時其特性，我們用傳送出去的時域訊號和通道響應在時域上做線性迴旋(Linear Convolution)做說明。推導中我們用了一個假設，假設所有傳送和接收天線陣列都有一樣的震盪頻率。式(4.26)、式(4.27)中我們把 IQ 不平衡的因素納入雜訊(在附錄一說明 IQ 不平衡造成的頻率估計影響)，而取樣時脈偏移在短前置符元因為誤差非常小，暫且也不考慮之。

$$r^{n_r}(n) = \underbrace{\left[\sum_{n_r=1}^{N_{TX}} \left(\sum_{j=0}^{(multi-path\#)-1} s_{n_r}(n-j) \cdot h_{n_r, n_r}(j) \right) \right]}_{A_{n_r}(n)} \cdot e^{j\theta} + noise \quad \text{式(4.26)}$$

$$r^{n_r}(n + N_c) = \left[\sum_{n_r=1}^{N_{TX}} \left(\sum_{j=0}^{(multi-path\#)-1} s_{n_r}(n + N_c - j) \cdot h_{n_r, n_r}(j) \right) \right] \cdot e^{j\theta} \cdot e^{j2\pi N_c f_{e,osc} T_s} + noise \quad \text{式(4.27)}$$

$$s_{n_r}(n) = s_{n_r}(n + N_c) \quad \text{式(4.28)}$$

$$\theta = 2\pi \cdot n \cdot f_{e,osc} \cdot T_s \quad \text{式(4.29)}$$

式(4.28)說明了短前置符元的週期特性式，而且在 OFDM 系統中多路徑的路徑數本來設計上就會比保護區段(Guard Interval) N_{GI} ($N_c = N_{GI}$)小，因此式(4.26)和式(4.27)的差異上就只剩下 $e^{j2\pi N_c f_{e,osc} T_s}$ 了。

θ 為一相位旋轉，源自於載波頻率偏移在時域上累積的取樣時間 n 如式(4.29)。

T_s 為取樣週期。 N_c 為離散時間短前置符元的重複週期。 $f_{e,osc}$ 為傳送端和接收端初始的載波頻率偏移。式(4.26)和式(4.27)是利用 4.1 節的式(4.2)、式(4.3)中介紹過 $c(n)$ 的結果。

$$c(n) = \sum_{n_r=1}^{N_{RX}} c^{n_r}(n) = \sum_{n_r=1}^{N_{RX}} \left(\sum_{i=0}^{L-1} r^{n_r}(n+i) \cdot r^{n_r*}(n+i+N_c) \right) \quad \text{式(4.30)}$$

$$c^{n_r}(n) = \left(\sum_{i=0}^{L-1} r^{n_r}(n+i) \cdot r^{n_r*}(n+i+N_c) \right) \quad \text{式(4.31)}$$

$c(n)$ 是時域上接收到的訊號之交錯相關(Cross-correlation)值，如式(4.30)所示，它是所有接收天線的時域交錯功率(Cross-power)訊號的相等增益組合(Equal Gain Combining, EGC)。式(4.31)代表的就是第 n_r 根接收天線時域上的交錯功率訊號。 L 是作交錯相關時所需要的取樣平均點數，也就是窗(Window)的大小，在此為 $N/2$ 。 N_c 是離散時間下短前置符元的週期，可以藉由表 3-1 查詢。

$$c^{n_r}(n) = \left(\sum_{i=0}^{L-1} r^{n_r}(n+i) \cdot r^{n_r*}(n+i+N_c) \right) \triangleq \left[\sum_{i=0}^{L-1} \left(|A_{n_r}(n+i)|^2 \right) \right] \cdot e^{-j2\pi N_c f_{e,osc} T_s} + noise \quad \text{式(4.32)}$$

$$A_{n_r}(n) \triangleq \left[\sum_{n_t=1}^{N_{TX}} \left(\sum_{j=0}^{(multi-path\#)-1} s_{n_t}(n-j) \cdot h_{n_r,n_t}(j) \right) \right] \quad \text{式(4.33)}$$

$$c(n) = \left\{ \sum_{n_r=1}^{N_{RX}} \left[\sum_{i=0}^{L-1} \left(|A_{n_r}(n+i)|^2 \right) \right] \right\} \cdot e^{-j2\pi N_c f_{e,osc} T_s} + noise \quad \text{式(4.34)}$$

經由式(4.32)和式(4.33)的化簡，式(4.34)可以化簡成一個絕對值乘上一個相位角，然後再加上雜訊。而式(4.33)的等式成立條件為時間指標 n 必須比多路徑的數目還要大，這個條件是絕對成立的，因為使用的時間指標 n 都是 AGC 完成後的後半段的短前置符元的時間。在此系統中我們利用封包偵測到的時間點 n 作為估計載波偏移的時間點。因此如式(4.35)所示，我們完成了第一階段的頻率估計。

$$\hat{f}_{e,osc} = - \frac{\angle c(n)}{2\pi N_c T_s} \quad \text{式(4.35)}$$

必須要解釋的是取樣時脈偏移在短前置符元造成式(4.32)的 T_s 變成 T_s' 而式(4.35)相除的結果顯示 $\hat{f}_{e,osc}$ 會有和取樣時脈偏移一樣的偏移,也就是如果取樣時脈偏移是 $\pm 100\text{ppm}$ 則 $\hat{f}_{e,osc}$ 也會有 $\pm 100\text{ppm}$ 的偏移,但是這個值是相當微小可以完全忽略。

估計完頻率之後,可以在時域上將接收到的資料作補償,藉由在 $r(n)$ 乘上一個補償角度 $e^{-j2\pi n \hat{f}_{e,osc} T_s}$ 。於是完成粗略的頻率補償,補償後的長前置符元會接著進行第二階段的細微頻率補償。

在 802.11n 的提案裡面最大可容許的頻率偏移是 20ppm 中心頻率,換句話說在 2.4GHz 頻帶上的訊號可以最多容許 48KHz 的頻率偏移;在 5.8GHz 頻帶上的訊號可以最多容許 116KHz 的頻率偏移。在我們的模擬環境也是以 20ppm 的頻率偏移作為模擬環境。圖 4.3.1-3 的模擬結果為 100 次訊雜比為 1dB 下 5.8GHz 頻帶上的頻率偏移降低的模擬結果。我們可以發現此演算法無論是在 MIMO 或是 SISO 的通道都可以降低原來的 116KHz 的偏移到大約 40KHz 以內,收斂的範圍和天線數目有關,天線數目越少越容易估計偏差大,這和多天線的多樣性使用有關。

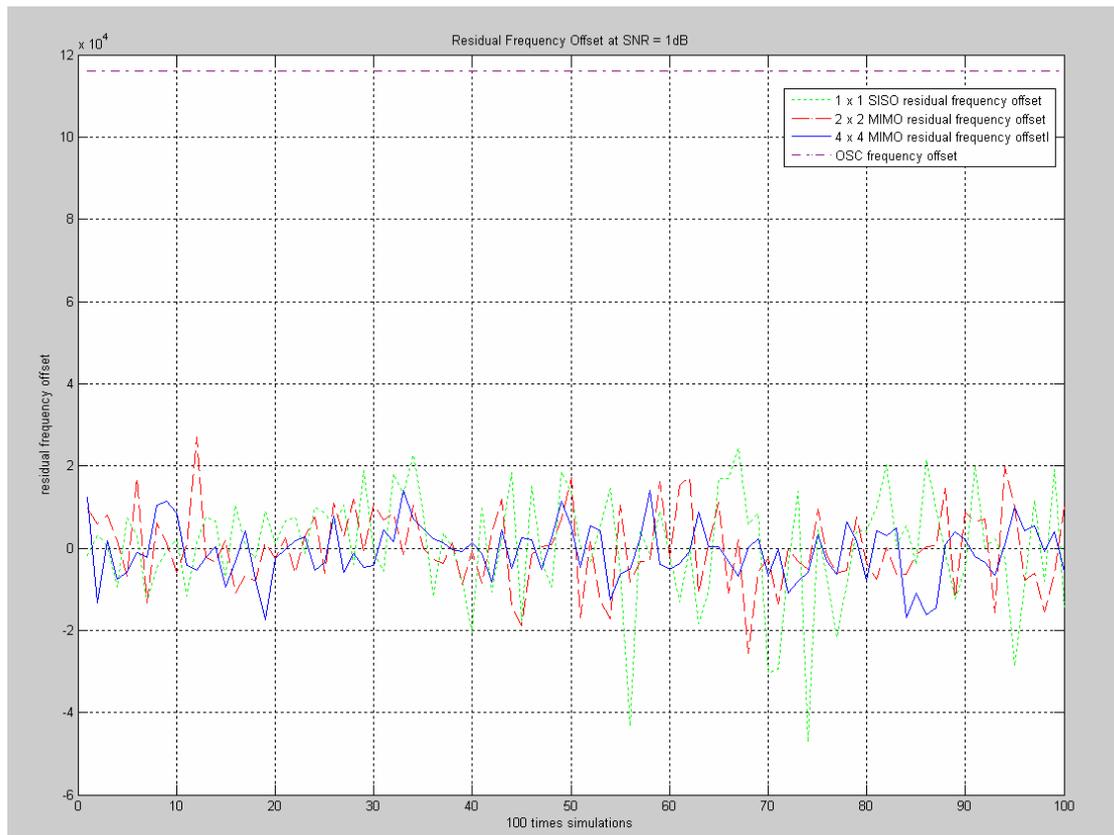


圖 4.3.1-3 100 次 5.8GHz 頻帶的頻率偏移降低

圖 4.3.1-4 的模擬結果為 100 次訊雜比為 1dB 下 2.4GHz 頻帶上的頻率偏移降低的模擬結果。我們可以發現此演算法無論是在 MIMO 或是 SISO 的通道都可以降低原來的 48KHz 的偏移到大約 30KHz 以內，收斂的範圍和天線數目有關，天線數目越少越是容易估計偏差大，這和多天線的多樣性使用有關。

圖 4.3.1-5 為每一個訊雜比進行 1000 次模擬下，不同的通道架構殘餘的頻率偏移之變異數。利用估計後的結果和正確的偏移量之差作為殘餘估計頻率偏移量。評估其變異數可以發現隨著訊雜比的提高，殘餘頻率的變異數會變小，而且我們也可以發現 MIMO 架構可以達到多樣性的效果，其殘餘頻率的變異數比 SISO 架構還要小。

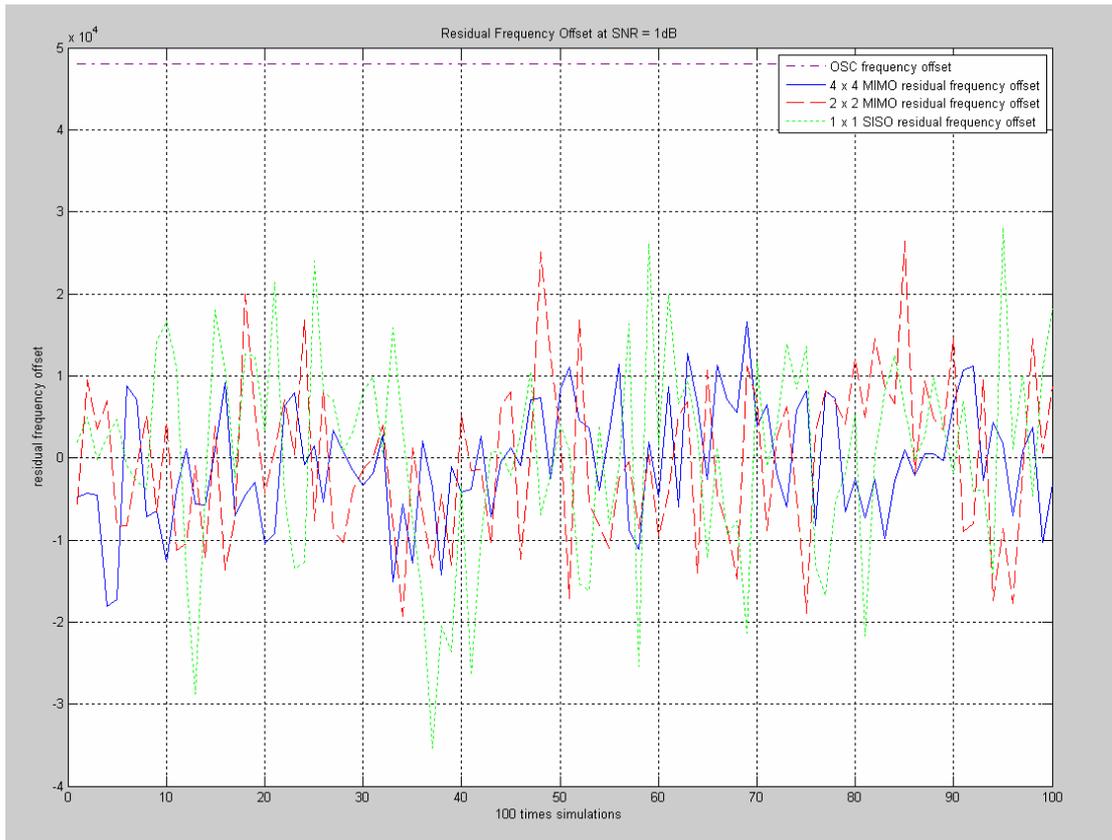


圖 4.3.1-4 100 次 2.4GHz 頻帶的頻率偏移降低

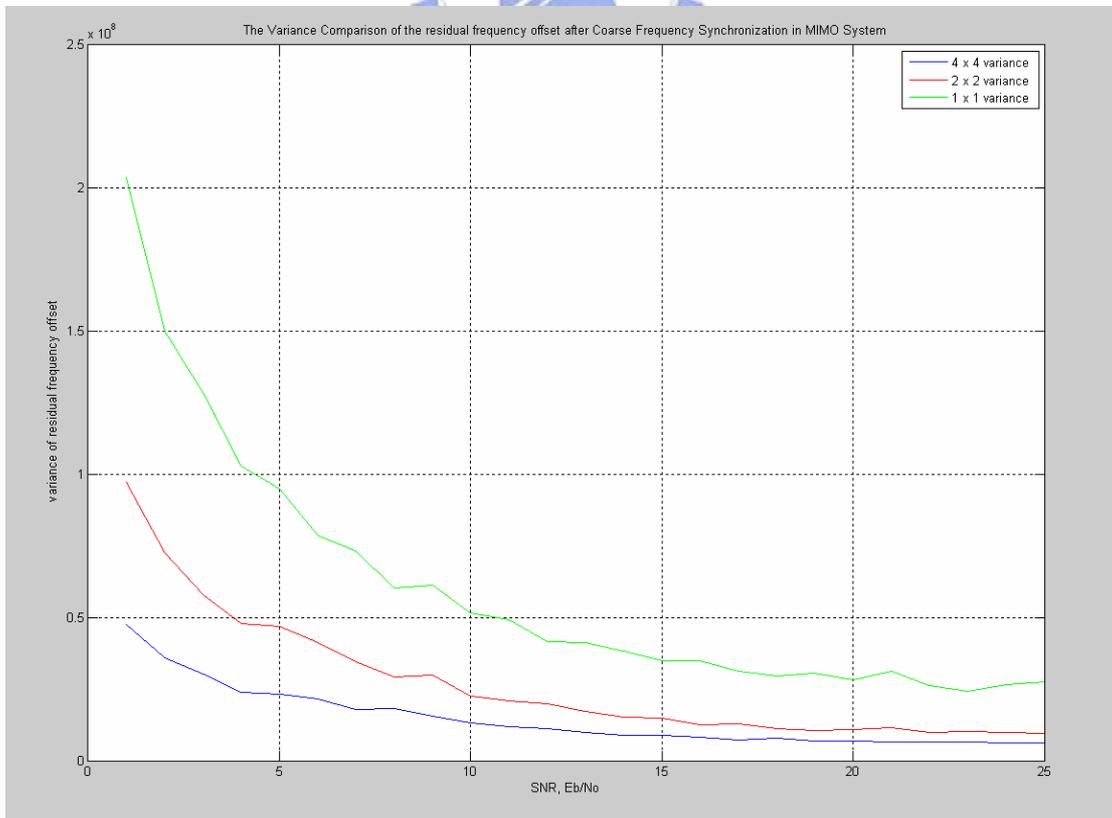


圖 4.3.1-5 在不同訊雜比下 2.4GHz 頻帶的殘餘頻率偏移變異數

分析粗略頻率同步的效能

我們知道不論在 20MHz 或是 40MHz 頻寬的環境下，載波頻率的間距都是 312.5KHz。而此套粗略頻率同步演算法無論在 20MHz 或是 40MHz 頻寬的環境，可以容許的最大頻率偏移都是 $\frac{\pi}{2\pi \cdot N_c \cdot T_s} = 625\text{KHz}$ ，這也就代表著此套粗略頻率同步演算法可以最多救回 2 個載波頻率間距的偏移，換句話說此演算法在 5.8GHz 頻帶的使用環境，可以容許到 107ppm 的載波頻率偏移；在 2.4GHz 頻帶的使用環境，可以容許到 260ppm 的載波頻率偏移，這也是說明了粗略頻率同步的主要功能就是大幅度的將載波頻率偏移修正。圖 4.3.1-5 概略的簡述了粗略頻率同步的頻率偏移回復能力。

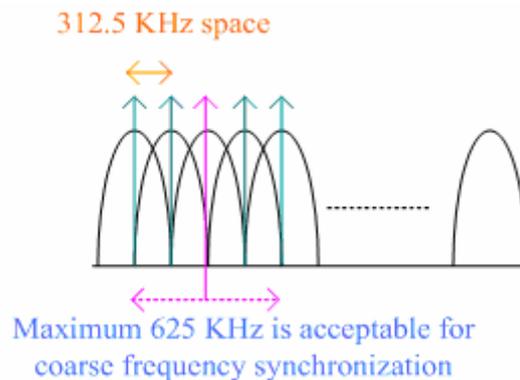


圖 4.3.1-5 粗略頻率同步的頻率偏移回復能力說明

4.3.2 載波頻率的細微同步

和 IEEE 802.11 a/g 一樣，我們利用長前置符元將頻率偏移的部分作更進一步的修正動作，精確的做完補償之後，讓載波頻率更加精準。雖然相較於原本的偏移已經有大幅度的頻率補償，但是實際系統還會剩餘一些殘存的微小載波頻率誤差，此剩下的誤差就必須再交給載波頻率的追蹤進行更精確的補償。

細微載波頻率同步的功能：

圖 4.3.2-1 所表示的是細微載波頻率同步的功能：藉由適當的頻率偏移估計和時域上的相位旋轉補償方法，降低粗略頻率補償後接收端和傳送端殘餘的頻率差距。頻率偏移的估計方法是藉由長前置符元的週期特性來做處理。

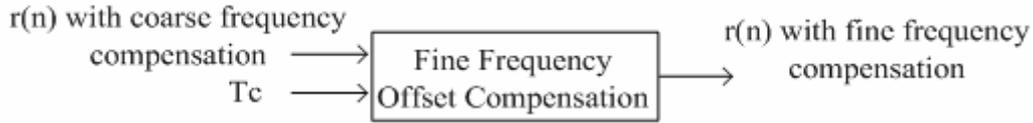


圖 4.3.2-1 載波頻率細微同步的方塊圖

在進行推導數學以前必須要先說明時域上經過粗略頻率補償後接收到的長前置符元的重要特性。式(4.36)、式(4.37)用傳送的時域訊號和通道響應在時域上做線性迴旋(Linear Convolution)說明了如果殘餘的載波頻率不為零的特性。推導中使用了一個假設，假設所有傳送和接收天線陣列都有一樣的殘餘震盪頻率。式(4.36)、式(4.37)中我們把 IQ 不平衡的因素納入雜訊(在附錄一說明 IQ 不平衡造成的頻率估計影響)，而取樣時脈偏移在長前置符元因為誤差不大，暫且也不考慮之。

$$r^{n_r}(n) = \underbrace{\left[\sum_{n_t=1}^{N_{TX}} \left(\sum_{j=0}^{(multi-path\#)-1} s_{n_t}(n-j) \cdot h_{n_r, n_t}(j) \right) \right]}_{\triangleq A_{n_r}(n)} \cdot e^{j\theta} + noise \quad \text{式(4.36)}$$

$$r^{n_r}(n+N) = \left[\sum_{n_t=1}^{N_{TX}} \left(\sum_{j=0}^{(multi-path\#)-1} s_{n_t}(n+N-j) \cdot h_{n_r, n_t}(j) \right) \right] \cdot e^{j\theta} \cdot e^{j2\pi N \cdot f_{red} T_s} + noise \quad \text{式(4.37)}$$

$$s_{n_t}(n) = s_{n_t}(n+N) \quad \text{式(4.38)}$$

$$\theta = 2\pi \cdot n \cdot f_{red} \cdot T_s \quad \text{式(4.39)}$$

θ 為一相位旋轉，源自於殘餘載波頻率偏移在時域上累積的取樣時間 n 如式(4.39)。 T_s 為取樣週期。 N 為離散時間長前置符元的重複週期。 f_{red} 為傳送端和接收端經過粗略載波頻率同步後的殘餘載波頻率偏移 ($f_{red} \triangleq f_{e,osc} - \hat{f}_{e,osc}$)。

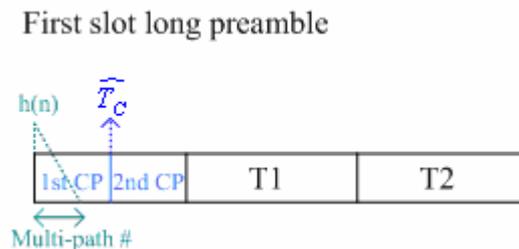


圖 4.3.2-2 在第一個前置符元下 \hat{T}_c 估計時間點

式(4.38)說明了長前置符元的週期特性式，而且在 OFDM 系統中多路徑的路徑數本來設計上就會比保護區段(Guard Interval) N_{GI} ($N = 2 \cdot N_{GI}$) 小，因此式(4.36)和式(4.37)的差異上就只剩下 $e^{j2\pi N f_{red} T_s}$ 了。換句話說此特性成立的條件為估計出來的離散時間點指標 $n(=\widehat{T}_C)$ 比長前置符元的起始點再加上多路徑的數目還大，如圖 4.3.2-2 所示。而這樣的條件幾乎一定可以達到，因為 \widehat{T}_C 的預期時間點為第一個長前置符元的第一個 CP 結束點，因此這特性肯定會滿足。

在式(4.36)中我們新定義一個長前置符元使用的 $A_{n_r}(n)$ 複數符號。

$$A_{n_r}(n) \triangleq \left[\sum_{n_t=1}^{N_{RX}} \left(\sum_{j=0}^{(multi-path\#)-1} s_{n_t}(n-j) \cdot h_{n_r, n_t}(j) \right) \right] \quad \text{式(4.40)}$$

$$PL \triangleq \sum_{n_r=1}^{N_{RX}} \left(\sum_{i=0}^{N-1} r^{n_r}(\widehat{T}_C + i) \cdot r^{n_r*}(\widehat{T}_C + i + N) \right) \quad \text{式(4.41)}$$

式(4.41)的 PL 是利用類似 4.1 節的式(4.2)、式(4.3)中介紹過 $c(n)$ 的方法。PL 是時域上接收到的長前置符元訊號之交錯相關(Cross-correlation)值，而不同接收天線交錯相關值的整合方式為相等增益組合(Equal Gain Combining)。如圖 4.3.2-3 所呈現， $\left(\sum_{i=0}^{N-1} r^{n_r}(\widehat{T}_C + i) \cdot r^{n_r*}(\widehat{T}_C + i + N) \right)$ 交錯相關值的使用範圍為 N 。

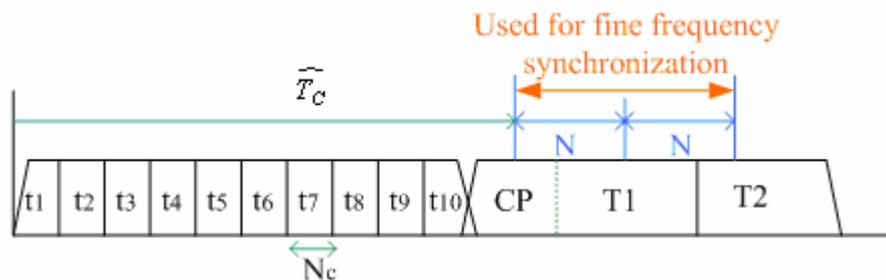


圖 4.3.2-3 在第一個前置符元下估計頻率所使用的資料範圍

如果忽略了雜訊項不考慮，結合式(4.40)和式(4.41)以及之前提到的特性，我們可以得到式(4.42)和式(4.43)。從式(4.43)可以估出經過載波頻率粗略同步後殘餘的載波頻率偏移如式(4.44)。

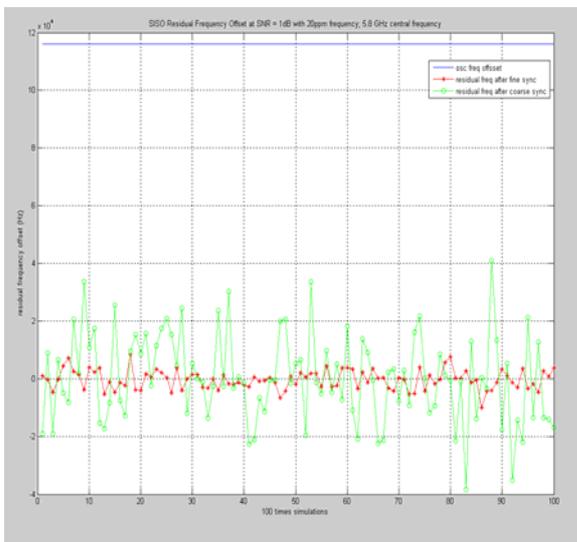
$$\sum_{i=0}^{N-1} r^{n_r}(\widehat{T}_C + i) \cdot r^{n_r*}(\widehat{T}_C + i + Nc) = \left\{ \sum_{i=0}^{N-1} \left(\left| A_{n_r}(\widehat{T}_C + i) \right|^2 \right) \right\} \cdot e^{-j2\pi N \cdot f_{\text{red}} T_s} \quad \text{式(4.42)}$$

$$\text{PL} = \left\{ \sum_{n_r=1}^{N_{\text{RX}}} \left[\sum_{i=0}^{N-1} \left(\left| A_{n_r}(\widehat{T}_C + i) \right|^2 \right) \right] \right\} \cdot e^{-j2\pi N \cdot f_{\text{red}} T_s} \quad \text{式(4.43)}$$

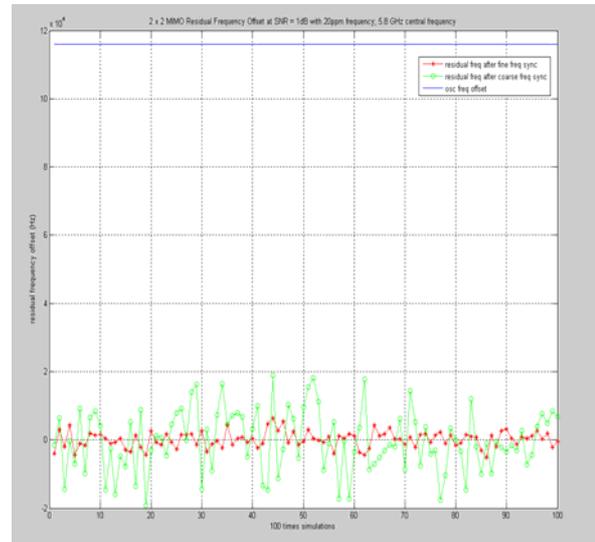
$$\hat{f}_{\text{red}} = -\frac{\angle \text{PL}}{2\pi N T_s} \quad \text{式(4.44)}$$

必須要解釋的是取樣時脈偏移在短前置符元造成式(4.43)的 T_s 變成 T'_s 而式(4.44)相除的結果顯示 $\hat{f}_{e,osc}$ 會有和取樣時脈偏移一樣的偏移，也就是如果取樣時脈偏移是 $\pm 100\text{ppm}$ 則 $\hat{f}_{e,osc}$ 也會有 $\pm 100\text{ppm}$ 的偏移，但是這個值是相當微小可以完全忽略。

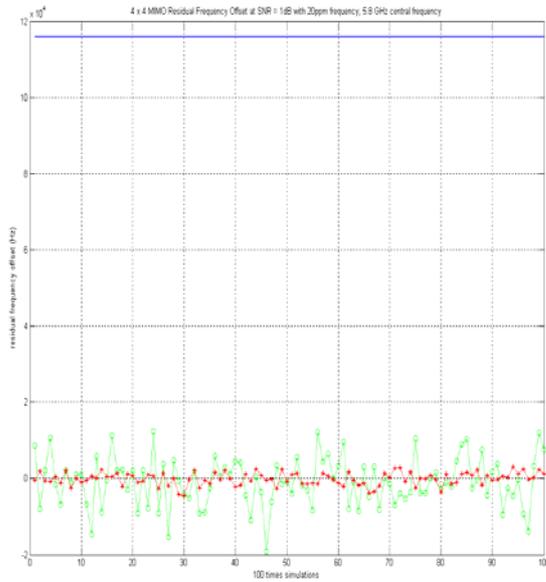
估計出 \hat{f}_{red} 後，我們必須針對訊號作補償。補償的方式為在時域上把接收到的訊號 $r(n)$ 乘上 $e^{-j2\pi n \hat{f}_{\text{red}} T_s}$ 作相位的旋轉。在我們的模擬環境中頻率傳送端和接收端的偏移為 20ppm 中心頻率。在 5.8GHz 頻帶的系統 20ppm 中心頻率同等於 116KHz 的載波頻率偏移。在圖 4.3.2-4(a)、4.3.2-4(b)、4.3.2-4(c)分別是 100 次訊雜比為 1dB 情況下模擬在不同的通道結構下 116KHz 的載波頻率偏移後，經過粗略頻率同步和細微頻率同步後的殘餘載波頻率偏移量。在圖 4.3.2-4(d)則是比較三種通道結構在 100 次細微頻率同步後殘餘頻率偏移的結果。



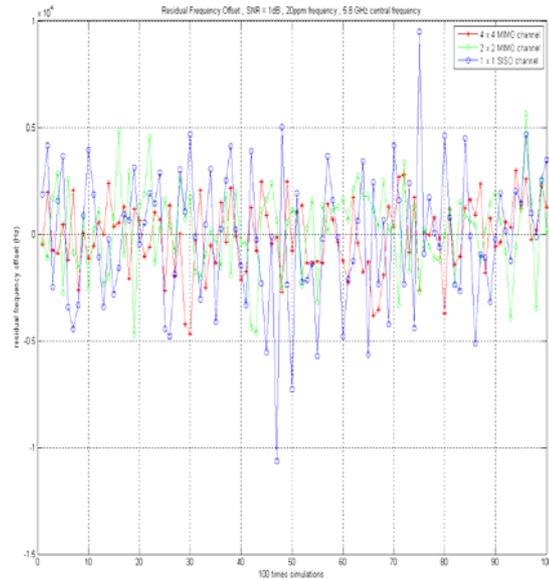
(a) SISO



(b) 2 x 2 MIMO



(c) 4 x 4 MIMO



(d) 不同通道架構的載波殘餘偏移量

圖 4.3.2-4 在不同的天線結構下細微頻率同步的模擬結果

圖 4.3.2-4 我們可以發現經過細微載波頻率偏移之後，殘餘的載波頻率偏移有明顯下降到比較小範圍的趨勢。收斂的範圍就和天線數目有關，天線數目多有多樣性的優勢，從圖 4.3.2-4(d) 中在兩根天線以上的情形下可以把殘餘頻率的壓到剩下 5KHz 以內；單天線的情形因為沒有多天線的多樣性，但也可以把殘餘頻率壓到 10KHz 以內。

我們必須注意到，無論載波頻率的細調有多精確，終究還是有一個微小的載波頻率偏移 Δf 。接下來我們用圖 4.3.2-5 來說明不同天線架構下載波頻率粗調和細調的殘餘頻率變異數，變異數越小就代表估計的值偏移越小，也就越精確。在圖 4.3.2-5 中每一個訊雜比的點都是用 2000 次模擬的平均結果。我們可以發現在接收天線數目增加的情況下由於具有多樣性的增益所以殘餘頻率的偏移會下降，而且在細微載波頻率偏移同步後載波頻率偏移都會比粗調後的載波頻率偏移還低。

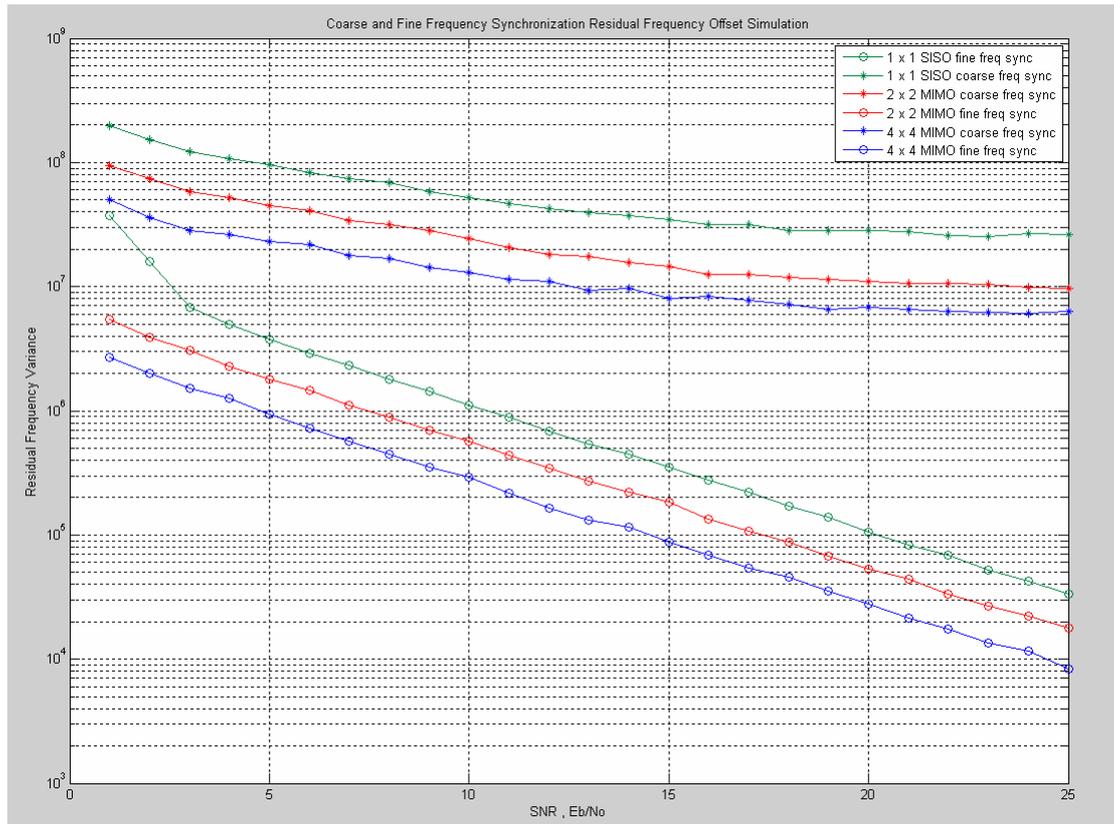


圖 4.3.2-5 在不同的通道結構不同的訊雜比下細微頻率同步的模擬結果

分析細微頻率同步的效能

我們知道不論在 20MHz 或是 40MHz 頻寬的環境下，載波頻率的間距都是 312.5KHz。而此套粗略頻率同步演算法無論在 20MHz 或是 40MHz 頻寬的環境，可以容許的最大頻率偏移都是 $\frac{\pi}{2\pi \cdot N \cdot T_s} = 156.25\text{KHz}$ ，這也就代表著此套粗略頻率同步演算法可以最多救回 0.5 個載波頻率間距的偏移，換句話說此演算法在偏移超過 0.5 個載波頻率間距是無法被正確的拉回原本正確的載波頻率，相反的細微載波同步會找最接近的整數載波頻率接近。圖 4.3.2-6 概略的簡述了細微頻率同步的頻率偏移回復能力。

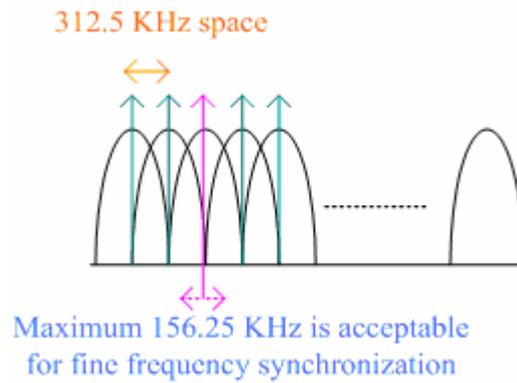


圖 4.3.2-6 細微頻率同步的頻率偏移回復能力說明

4.3.3 載波頻率的追蹤(相位追蹤)

在我們的系統中因為有傳送前置符元，所以載波的頻率偏移可以被適當的補償，但是縱使載波頻率經過兩次補償之後的結果相較於原本的偏移量已經明顯降低，但是載波頻率依然不可能完全一樣。如果載波頻率不一樣在時域上的相位會有隨時間不停旋轉的效果，旋轉的多寡則和殘餘頻率偏移有關。面對這樣的問題我們必須利用追蹤的方式將相位作適當的旋轉，此方法稱為載波頻率的追蹤或相位追蹤。

載波頻率追蹤的功能：

根據 4.3.2 節我們定義細微頻率同步之後殘餘的頻率偏移是 Δf ，而估計此殘餘頻率的方法為在 HT-Data 和 HT-SIG 裡面的 OFDM 符元裡面插入已知的領航訊號(Pilot Signal)。藉由頻域上使用已知的訊號偵測其相位的變化，我們可以估計出 Δf ，並且針對頻域上的資料部份做相位的補償。估計出 Δf 後需要利用一個迴路濾波器(Loop Filter)讓 Δf 可以隨時間快速收斂。其操作的方塊圖就如圖 4.3.3-1 所示。

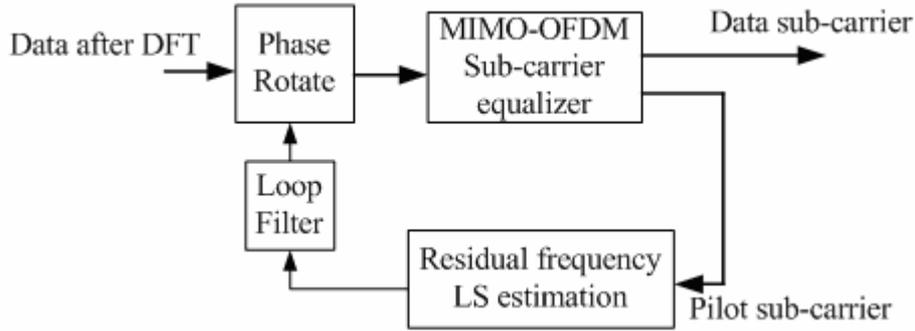


圖 4.3.3-1 載波頻率追蹤的方塊圖

在處理載波頻率的追蹤時，此刻我們的系統的非理想效應尚未完成的只剩下載波頻率偏移和取樣時脈偏移，至於 IQ 不平衡已在長前置符元消除，在第六章會做進一步的介紹。取樣時脈偏移我們將在第七章作介紹，其使用的概念為利用 B-Spline 的方法做內插(Interpolation)。根據式(3.23)和式(3.24)的結果在此必須拿出來使用如式(4.45)和式(4.46)。

$$R_{l,k}^{i_{rx}} \approx \exp\left(j2\pi \frac{lN_{SYM}}{N} \phi_k\right) \cdot \sum_{i_{tx}=1}^{N_{TX}} X_{l,k}^{i_{tx}} H_{l,k}^{i_{tx},i_{rx}} + I_{l,k} + N_{l,k} \quad \text{式(4.45)}$$

$$\phi_k = \Delta f \cdot T_{FFT} + t_{\Delta} \cdot k + \Delta f \cdot T_{FFT} \cdot t_{\Delta} \approx \Delta f \cdot T_{FFT} + t_{\Delta} \cdot k \quad \text{式(4.46)}$$

式(4.46)因為 $\Delta f \cdot T_{FFT}$ 和 t_{Δ} 都是非常小的值。圖 4.3.3-2 表示出 ϕ_k 和載波頻率 k 的對應關係圖。

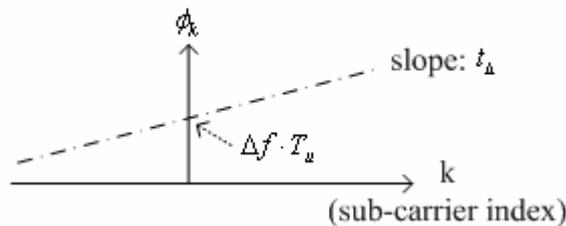


圖 4.3.3-2 ϕ_k 和載波頻率 k 的關係

Δf 的值將會在之後的章節介紹，它代表的是經過頻率補償後剩下的殘餘頻率偏移。為了方便起見，我們定義一個新符號 ρ 。

$$\rho \triangleq 2\pi \frac{N_{SYM}}{N} \quad \text{式(4.47)}$$

於是可以把式(3.23)中的 $R_{l,k}^{i_{rx}}$ 因為取樣時脈偏移和載波頻率偏移共同造成的相

位旋轉項抽出來。如圖 4.3.3-3 把相位旋轉項和 OFDM 符元的位置指標 l 的關係表示出來。可以看到隨著 OFDM 符元的位置指標 l 的上升，相位旋轉也跟著增加。

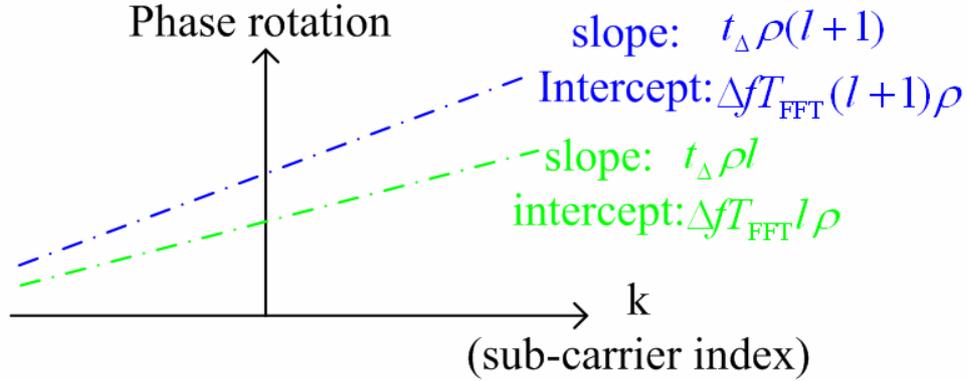


圖 4.3.3-3 取樣時脈偏移和載波頻率偏移造成的相位旋轉和載波頻率 k 的關係

接下來我們以 40MHz 頻寬的系統作為載波頻率追蹤的說明，其領航訊號安排在載波頻率 $\{\pm 53, \pm 25, \pm 11\}$ 。

$$\mathbf{A} \triangleq \begin{bmatrix} -53 & -25 & -11 & 11 & 25 & 53 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^T \quad \text{式(4.48)}$$

$$\underline{\beta}_l \triangleq [\beta_{l,-53} \quad \beta_{l,-25} \quad \beta_{l,-11} \quad \beta_{l,11} \quad \beta_{l,25} \quad \beta_{l,53}]^T \quad \text{式(4.49)}$$

$$\beta_{l,k} = \angle(R_{l-1,k} \cdot P_{l-1,k}^*) \quad , \quad k \in \{\pm 53, \pm 25, \pm 11\} \quad \text{式(4.50)}$$

$$\mathbf{C} \triangleq (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H \quad \text{式(4.51)}$$

$$\begin{pmatrix} \hat{\gamma} \\ \hat{b} \end{pmatrix} = \mathbf{C} \underline{\beta} \quad \text{式(4.52)}$$

式(4.52)的目的是估計出取樣時脈偏移($\hat{\gamma}$)和載波頻率偏移(\hat{b})，其使用的方為為最小平方(Least Square)法[9]。

$P_{l,k}$ 是頻域上第 l 個 OFDM 符元在載波頻率 k 的領航訊號。

$R_{l,k}$ 是式(4.45)中 $R_{l,k}^{i_{RX}}$ 的相等增益組合如式(4.53)。

$$R_{l,k} = \sum_{i_{RX}=1}^{N_{RX}} R_{l,k}^{i_{RX}} \quad \text{式(4.53)}$$

由於硬體設計的關係，不希望延遲(Latency)太大，所以載波頻率的追蹤是利用前一個 OFDM 符元的領航訊號來決定目前此 OFDM 符元資料部份要旋轉的角度。其概念如下圖 4.3.3-4， \hat{t}_Δ 的估計結果則是會在第七章的時候做內插的使用。

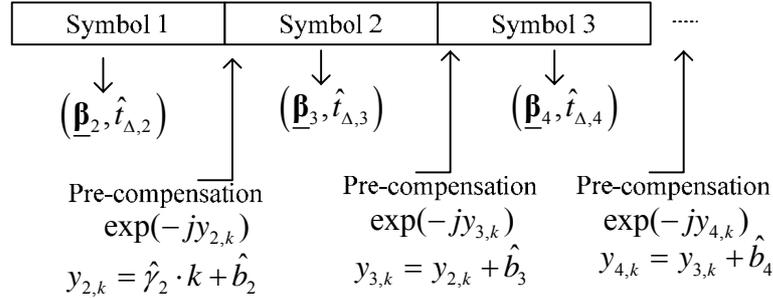


圖 4.3.3-4 OFDM 符元間 HT-Data 在頻域上 HT-Data 的相位補償

40MHz 頻寬系統的相位追蹤演算法：

If instant of time $l=2$

$$\beta_{2,k} = \angle(R_{1,k} \cdot P_{1,k}^*) \quad , \quad k \in \{\pm 53, \pm 25, \pm 11\}$$

$$\begin{pmatrix} \hat{\gamma}_2 \\ \hat{b}_2 \end{pmatrix} = \mathbf{C} \underline{\beta}_2$$

$$y_{2,k} = \hat{\gamma}_2 \cdot k + \hat{b}_2$$

$$R'_{2,k,n_r} = R_{2,k,n_r} \cdot \exp(-jy_{2,k}) \quad k \in \text{all data sub-carriers. } n_r = 1, 2, \dots, N_{RX}$$

$$\hat{t}_{\Delta,2} = \frac{\hat{\gamma}_2 \cdot N}{2\pi(N_g + N)}$$

End

For each instant of time $l=3,4,\dots$

$$\beta_{l,k} = \angle(R_{l-1,k} \cdot P_{l-1,k}^*) \quad , \quad k \in \{\pm 53, \pm 25, \pm 11\}$$

$$\begin{pmatrix} \hat{\gamma}_l \\ \hat{b}_l \end{pmatrix} = \mathbf{C} \underline{\beta}_l$$

$$y_{l,k} = y_{l-1,k} + \hat{b}_l$$

$$R'_{l,k,n_r} = R_{l,k,n_r} \cdot \exp(-jy_{l,k}) \quad k \in \text{all data sub-carriers. } n_r = 1, 2, \dots, N_{RX}$$

$$\hat{t}_{\Delta,l} = \frac{\hat{\gamma}_l \cdot N}{2\pi(N_g + N)}$$

End

在每一個估計出來的取樣時脈偏移($\hat{\gamma}$)和載波頻率偏移(\hat{b})都會經過二階的迴路濾波器(Loop Filter)，目的就是希望緩和雜訊所產生估計誤差的干擾，而此濾波器的轉移函數為式(4.54)。

$$F(Z) = K_0 + K_1 \frac{z}{z-1} \quad \text{式(4.54)}$$

在收斂係數的挑選原則分為兩個階段，第一個階段為獲取(Acquisition)階段，此時的係數(K_0, K_1)會選擇比較大的值，如此可以讓追蹤正確的載波頻率所需要的時間減少，可是會有比較大的訊號擾動(Jitter)現象；第二個階段為追蹤(Tracking)階段，此時的係數(K_0, K_1)會選擇比較小的值，收斂速度會比較慢，但是可以讓追蹤正確的鎖定在正確的載波頻率，會有比較小的訊號擾動(Jitter)現象。另外 K_1 的選取也會影響收斂時的震盪週期， K_1 越大週期越短，反之 K_1 越小週期越大，係數選擇需要折衷的考慮擾動和收斂速度的因素。第八章我們將會把係數的選擇做完整的整理與比較。

演算法中比較需要注意的就是取樣時脈偏移的參數 $\hat{\gamma}$ 只使用在第二個 OFDM 符元作相位旋轉，會需要這樣補償是因為取樣時脈偏移從前置符元到 HT-Data 已經有造成了一定的相位偏移，因此必須先把此相位旋轉補償完之後，再讓第五章要介紹的內插法補償取樣時脈偏移造成的影響。在接下來的圖 4.3.3-5 的模擬

結果是用來比較利用之前所介紹的所有的頻率同步演算法和假設沒有頻率偏移下的效能比較。圖 4.3.3-5 中分別有三組通道模式: SISO、2x2 MIMO、4x4 MIMO，每一組裡面都有兩條曲線，錯誤率比較低的是假設沒有頻率偏移的模擬，錯誤率比較高的是有頻率偏移並且有進行補償後的模擬結果。我們可以發現如果有頻率偏移時在經過補償之後在高訊雜比的環境下幾乎可以達到無頻率偏移時的效能；在低訊雜比的情況下 4x4 MIMO 系統因為具有多樣性的優點，所以和 SISO 系統相較之下效能影響比較小。

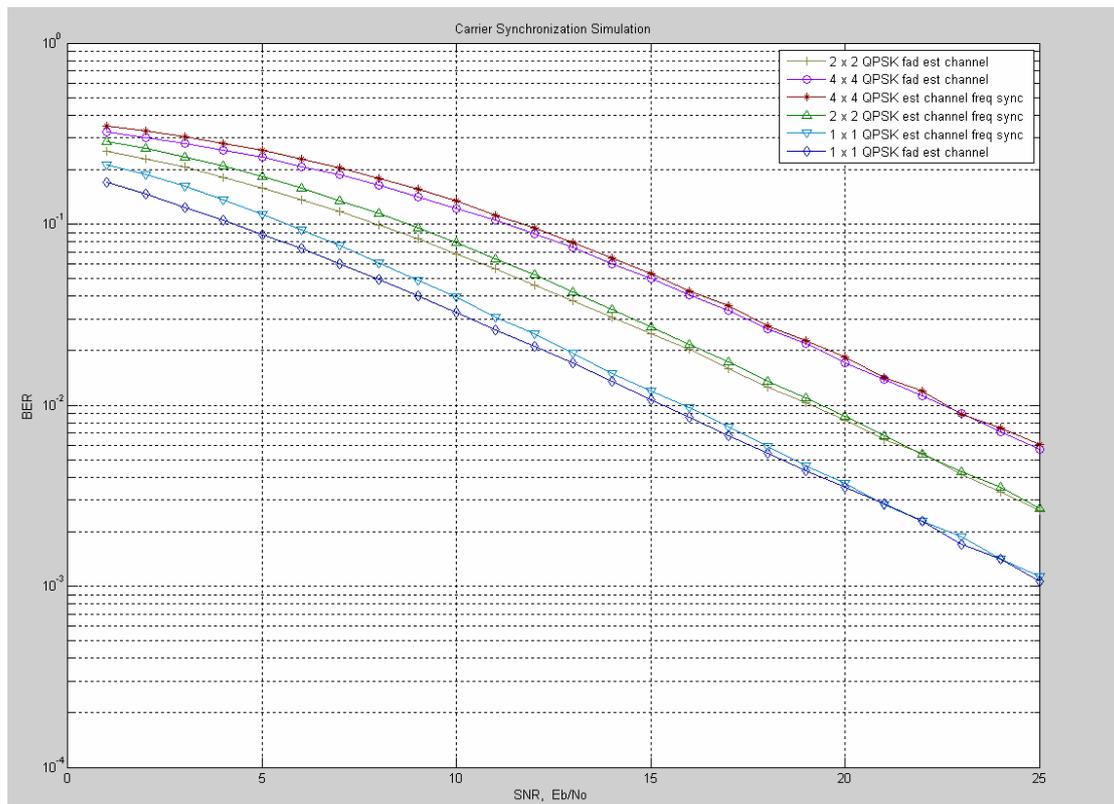


圖 4.3.3-5 載波頻率同步的效能分析

註:圖 4.3.3-5 的通道響應是使用 5.1 節的通道估計方法。

第五章 通道估計和資料偵測與解碼

在本章節中將會介紹如何利用前置符元(Preamble)偵測通道的估計，有了通道的資訊後進一步要做資料的偵測(Detection)與解碼(Decoding)動作；我們會利用經過第四章時間同步、頻率同步結果的訊號，針對長前置符元(Long Preamble)解出各個天線間所有頻率的通道響應。有了通道響應，再解出 HT-SIG 的資料後，最後再將資料作 Zero-forcing、MMSE、VBLAST 的解碼，並且使用位元錯誤率(Bit Error Rate, BER)來評估演算法。

5.1 通道估計

當確定了作快速傅利葉轉換的範圍之後，全部封包的 OFDM 符元的快速傅利葉轉換就可以確定，除了時脈偏移的系統在很長的封包才會造成數個取樣點的改變外，有了時間的同步就可以開始進行通道估計，有別於 SISO 系統只需要估計一根傳送天線和一根接收天線間的通道響應，MIMO 系統必須把不同傳送天線和不同的接收天線間的通道響應，全部估計出來。

通道估計(Channel Estimation)的功能：

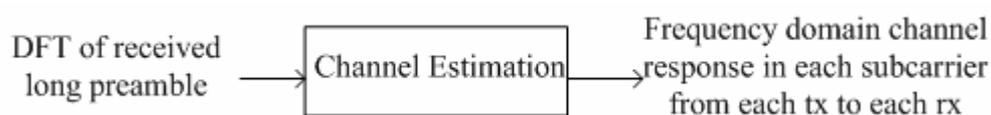


圖 5.1-1 通道估計的系統方塊圖

如圖 5.1-1 移除掉循環前置訊號後，我們可以把所有的長前置符元的頻域訊號經由離散傅利葉轉換求得，而我們希望估計的通道為所有的傳送天線到所有接收天線的所有資料子載波(Data Subcarrier)和領航子載波(Pilot Subcarrier)的響應全部求得[14]。

為了方便做說明我們以 2x2 綠燈區(Green Field)的 MIMO 通道作解釋對象。在圖 5.1-2 我們暫時把介於 LTF1 和 LTF2 之間的 HT-SIG 省略。HT-SIG 訊號的解

碼將會在 5.2.1 節作介紹。

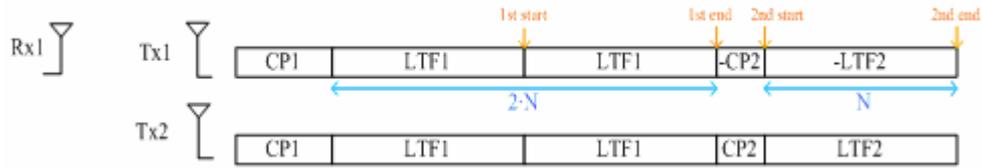


圖 5.1-2 2x2 Green Field MIMO 長前置符元封包架構

在無線區域網路系統，我們必須要了解，其使用功能上並非是給快速移動式的系統，整個系統下可以假設整個封包傳送的过程中(數毫秒)通道是不會改變的，也是慢速衰落通道(Slow Fading channel)。在此假設在沒有載波頻率偏移的情況下，確定此通道和時間同步結合起來是可以正常工作的。在 4.3.3 節的圖 4.4.3-5 中可以證明我們在加入載波頻率同步與通道估計演算法後，證明系統是可以正常估計通道的。

假設已經正確的估計出作離散時間傅利葉轉換的時間範圍，是不會造成 ICI 和 ISI 的。我們必須要處理的訊號就是經複利葉轉換後頻域上的資料，我們以大寫 \mathbf{Y} 表示所有的載波頻率訊號。

再進入推導之前必須先說明三件事:首先，我們必須了解根據提案定義所有的天線傳送的不同的長前置符元都相同($LTF1=LTF2=LTF3=LTF4$)；第二，因為 P_{HTLTF} 矩陣的緣故，在我們的例子中第一根傳送天線的第二個長前置符元必須被乘上-1；第三，在不同的天線會有不同的循環位移估計通道的時候必須被拿掉。式(5.1)說明了第 n_r 根天線的第一個長前置符元的頻域資料。

$$\mathbf{Y}_{n_r,1} = \mathbf{X} \cdot \mathbf{W} \cdot \sum_{n_t=1}^{N_{TX}} \mathbf{h}_{n_r,n_t}^{(t,CS(n_r))} + \mathbf{W} \cdot \mathbf{e}_{n_r} \triangleq \mathbf{X} \cdot \mathbf{W} \cdot \mathbf{h}_{n_r}^{(t)} + \mathbf{n} \triangleq \mathbf{X} \cdot \mathbf{h}_{n_r}^{(f)} + \mathbf{n} \quad \text{式(5.1)}$$

$\mathbf{Y}_{n_r,1}$ 可以代表第 n_r 根天線頻域上第一個長前置符元 LTF1 (第一段或是第二段或是兩段相加取平均) 的 N 點向量。相同的 $\mathbf{Y}_{n_r,2}$ 代表第 n_r 根天線頻域上第二個長前置符元 LTF2 的 N 點向量。

\mathbf{W} 是一個 N 點 DFT 矩陣。

\mathbf{X} 是一個 $N \times N$ 的對角矩陣，其對角矩陣的值皆是對應的頻率上長前置符元已知的 BPSK 訊號。在資料子載波和領航子載波具有 BPSK 的訊號值外，其他的部分都是傳送零（在非資料子載波和領航子載波的頻率，實際上是不傳送訊號的，但是為了可以方便解釋我們把這些頻率補 1，於是 $\mathbf{X} \times \mathbf{X} = \mathbf{I}$ ）。

$\mathbf{h}_{n_r, n_t}^{(t, CS(n_t))}$ 代表的是實際上從第 n_t 根天線傳送到第 n_r 根接收天線的時域通道響應並且吸收了傳送端的循環位移效應。而其上標符號 $CS(n_t)$ 代表的是吸收第 n_t 根傳送天線的循環位移；另外一個上標 t 則是代表時域 (Time Domain)。

\mathbf{e}_{n_r} 則是代表時域上的雜訊向量。經過 \mathbf{W} 依然不會改變其平均值和變異數。

$$h_{n_r}^{(f)} \triangleq \mathbf{W} \cdot \sum_{n_t=1}^{N_{TX}} h_{n_r, n_t}^{(t, CS(n_t))} = \sum_{n_t=1}^{N_{TX}} \mathbf{W} \cdot h_{n_r, n_t}^{(t, CS(n_t))} \triangleq \sum_{n_t=1}^{N_{TX}} h_{n_r, n_t}^{(f)} \quad \text{式(5.2)}$$

式(5.2)定義了實際上通道從所有的傳送天線到接收天線 n_r 的頻域響應。而我們

的目標就是分離式(5.2)中的所有 $h_{n_r, n_t}^{(f)}$

$$\mathbf{Y}_{n_r, 1} = \mathbf{X} \cdot \mathbf{W} \cdot \sum_{n_t=1}^2 \mathbf{h}_{n_r, n_t}^{(t, CS(n_t))} + \mathbf{W} \cdot \mathbf{e}_{n_r, 1} \quad \text{式(5.3)}$$

$$\mathbf{Y}_{n_r, 2} = \mathbf{X} \cdot \mathbf{W} \cdot \sum_{n_t=1}^2 (-1)^{n_t} \cdot \mathbf{h}_{n_r, n_t}^{(t, CS(n_t))} + \mathbf{W} \cdot \mathbf{e}_{n_r, 2} \quad \text{式(5.4)}$$

$$\frac{\mathbf{Y}_{n_r, 1} - \mathbf{Y}_{n_r, 2}}{2} = \mathbf{X} \mathbf{W} \mathbf{h}_{n_r, 1}^{(t, CS(1))} + \frac{\mathbf{W}(\mathbf{e}_{n_r, 1} - \mathbf{e}_{n_r, 2})}{2} \Rightarrow \quad \text{式(5.5)}$$

$$\hat{\mathbf{h}}_{n_r, 1}^{(f)} = \mathbf{X} \left(\frac{\mathbf{Y}_{n_r, 1} - \mathbf{Y}_{n_r, 2}}{2} \right) = \mathbf{W} \mathbf{h}_{n_r, 1}^{(t, CS(1))} + \mathbf{X} \frac{\mathbf{W}(\mathbf{e}_{n_r, 1} - \mathbf{e}_{n_r, 2})}{2} \quad \text{式(5.6)}$$

$$\frac{\mathbf{Y}_{n_r, 1} + \mathbf{Y}_{n_r, 2}}{2} = \mathbf{X} \mathbf{W} \mathbf{h}_{n_r, 2}^{(t, CS(2))} + \frac{\mathbf{W}(\mathbf{e}_{n_r, 1} + \mathbf{e}_{n_r, 2})}{2} \Rightarrow \quad \text{式(5.7)}$$

$$\hat{\mathbf{h}}_{n_r, 2}^{(f)} = \mathbf{X} \left(\frac{\mathbf{Y}_{n_r, 1} + \mathbf{Y}_{n_r, 2}}{2} \right) = \mathbf{W} \mathbf{h}_{n_r, 2}^{(t, CS(2))} + \mathbf{X} \frac{\mathbf{W}(\mathbf{e}_{n_r, 1} + \mathbf{e}_{n_r, 2})}{2} \quad \text{式(5.8)}$$

從式(5.3)、式(5.4)、式(5.5)、式(5.6)、式(5.7)、式(5.8)我們可以把 $h_{n_r, n_t}^{(f)}$ 裡面的 $h_{n_r, 1}^{(f)}$ 和 $h_{n_r, 2}^{(f)}$ 分離出來。必須特別小心的是估計出來的通道是包含了已知的循環位移項，而我們要解碼的 HT-Data 部分通常不會有循環位移，因此在使用上

可以先把循環位移造成的相位補償回去，如此一來就可以拿來解碼 HD-Data 了。

相同的方式根據 P_{HLLTF} ，可以得知長前置符元的傳送格式如下圖 5.1-3 所示。根據這樣的定義在 4x4 MIMO 通道的估計也可以估計出來如式(5.9)、式(5.10)、式(5.11)、式(5.12)所示。我們也可以發現從所有處理過程中，雜訊項是不會被增強的，雜訊項在我們的估計中為無法消除的 AWGN，如果在用具有很大的雜訊環境下估出來的通道要去解資料預期將是不會很好的，因此在系統上定義的訊雜比使用範圍是必要的。

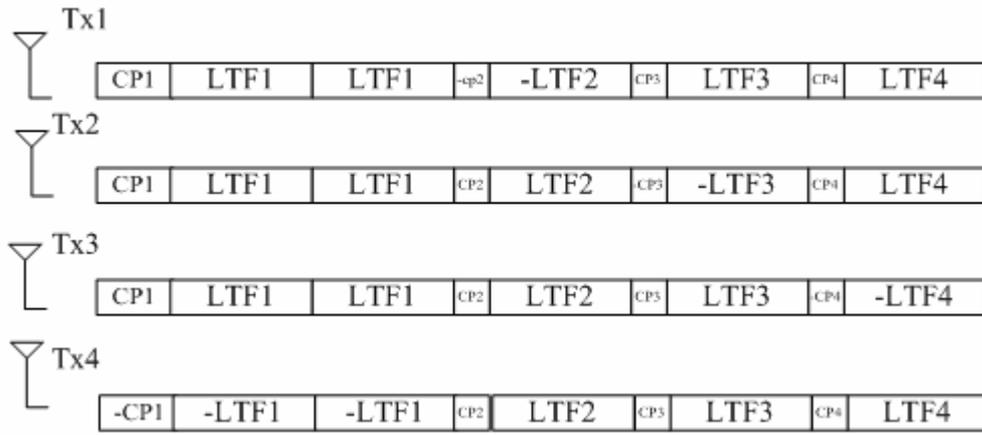


圖 5.1-3 根據 P_{HLLTF} 在 4 根傳送天線的長前置符元傳送格式

$$\hat{\mathbf{h}}_{n_r,1}^{(f)} = \mathbf{X} \left(\frac{\mathbf{Y}_{n_r,1} - \mathbf{Y}_{n_r,2} + \mathbf{Y}_{n_r,3} + \mathbf{Y}_{n_r,4}}{4} \right) = \mathbf{W} \mathbf{h}_{n_r,1}^{(t,CS(1))} + \mathbf{X} \frac{\mathbf{W}(\mathbf{e}_{n_r,1} - \mathbf{e}_{n_r,2} + \mathbf{e}_{n_r,3} + \mathbf{e}_{n_r,4})}{4}$$

式(5.9)

$$\hat{\mathbf{h}}_{n_r,2}^{(f)} = \mathbf{X} \left(\frac{\mathbf{Y}_{n_r,1} + \mathbf{Y}_{n_r,2} - \mathbf{Y}_{n_r,3} + \mathbf{Y}_{n_r,4}}{4} \right) = \mathbf{W} \mathbf{h}_{n_r,2}^{(t,CS(2))} + \mathbf{X} \frac{\mathbf{W}(\mathbf{e}_{n_r,1} + \mathbf{e}_{n_r,2} - \mathbf{e}_{n_r,3} + \mathbf{e}_{n_r,4})}{4}$$

式(5.10)

$$\hat{\mathbf{h}}_{n_r,3}^{(f)} = \mathbf{X} \left(\frac{\mathbf{Y}_{n_r,1} + \mathbf{Y}_{n_r,2} + \mathbf{Y}_{n_r,3} - \mathbf{Y}_{n_r,4}}{4} \right) = \mathbf{W} \mathbf{h}_{n_r,3}^{(t,CS(3))} + \mathbf{X} \frac{\mathbf{W}(\mathbf{e}_{n_r,1} + \mathbf{e}_{n_r,2} + \mathbf{e}_{n_r,3} - \mathbf{e}_{n_r,4})}{4}$$

式(5.11)

$$\hat{\mathbf{h}}_{n_r,4}^{(f)} = \mathbf{X} \left(\frac{-\mathbf{Y}_{n_r,1} + \mathbf{Y}_{n_r,2} + \mathbf{Y}_{n_r,3} + \mathbf{Y}_{n_r,4}}{4} \right) = \mathbf{W} \mathbf{h}_{n_r,4}^{(t,CS(4))} + \mathbf{X} \frac{\mathbf{W}(-\mathbf{e}_{n_r,1} + \mathbf{e}_{n_r,2} + \mathbf{e}_{n_r,3} + \mathbf{e}_{n_r,4})}{4}$$

式(5.12)

圖 5.1-4 是我們的時間同步和通道估計的共同模擬位元錯誤率結果，我們發現通道估計和假設通道已知兩種模擬結果的差異，用估計的通道會有些許的效能損失這是無法避免的。不過我們也發現此通道估計的方法不會因為天線數目變多而明顯估計的比較不好，這也代表雜訊的確不會被增強。

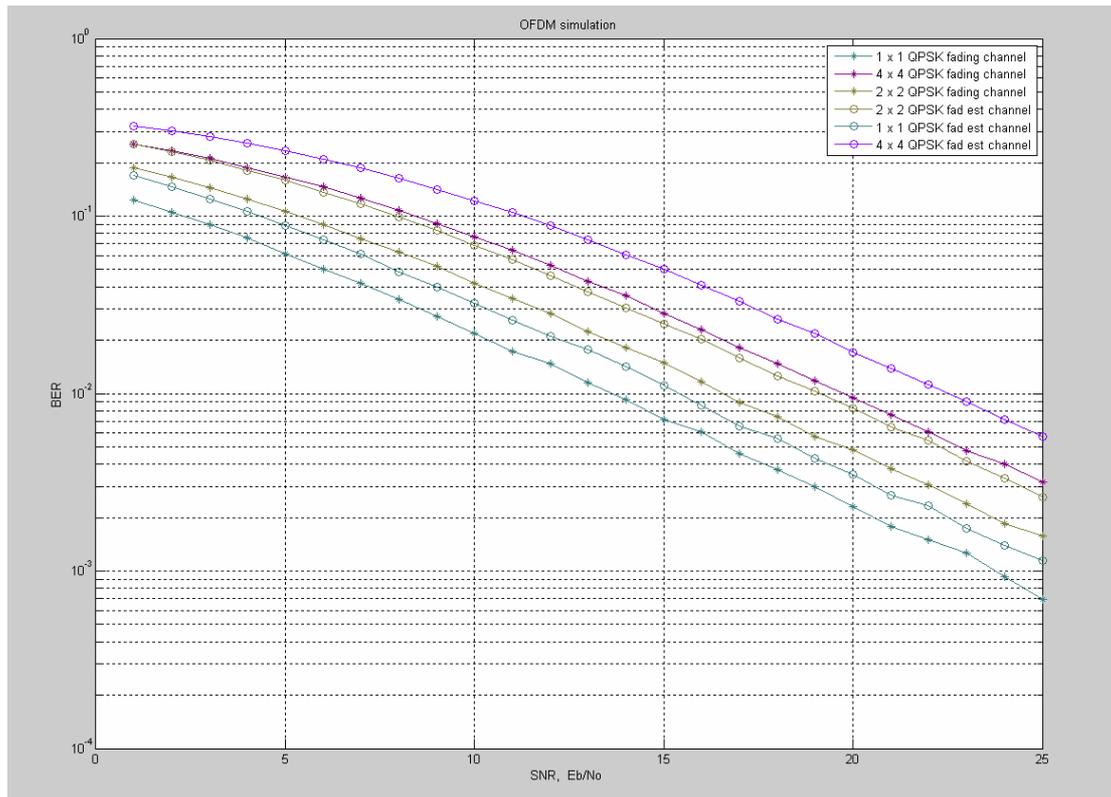


圖 5.1-4 配合時間同步和通道估計的模擬結果

5.2 多重輸入輸出的資料偵測與解碼

在我們的系統是採用多輸入多輸出的 MIMO 系統，在第二章裡面我們已經有大致上介紹迫零(Zero-forcing)和最小均方誤差(MMSE)的資料偵測與解碼的方法。在此我們要更進一步需要介紹比較不一樣的縱向-貝爾實驗室多層空時解碼、HT-SIG 解碼與使用最小均方誤差解碼所需要的雜訊功率(Noise Power)估計。

5.2.1 訊號資訊場(Signal Field)的偵測與解碼

根據圖 5.2.1-1 所示我們在 HT-SIG 時需要作資料的解碼，但是此刻的

HT-LTFs 尚未傳輸完成因此只能用 HT-LTF1 來完成通道估計與 HT-SIG 的解碼。根據第三章的訊號傳輸模型，式(3.13)和式(3.14)分別為 20MHz 和 40MHz 的傳輸訊號數學表示式。相較於第一個長前置符元的傳送訊號式(3.10)，由於 HT-SIG 的所有空時流(Spatial Time Stream)有傳送相同訊號特性，我們發現 HT-SIG 的資料可以在傳送完 HT-SIG 的時候馬上進行解碼。

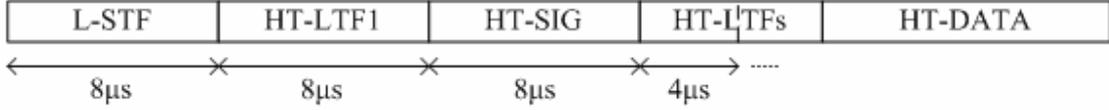


圖 5.2.1-1 綠燈區(Green Field)的 PLCP 封包格式

不同接收天線的第一個長前置符元訊號經過離散時間傅利葉轉換後，以矩陣的方式表示之，如式(5.13)。因為所有空時流(Spatial Time Stream)有傳送相同訊號的特性，所以我們可以把第 k 個載波頻率傳送出去的向量化簡為一純量，通道響應的矩陣化簡成一個向量如式(5.14)。其中 $X_{HT-LTF1,k}$ 為已知的 BPSK 純量， $\mathbf{H}_{HT-LTF1,k}$ 為一個 $N_{RX} \times 1$ 的向量如式(5.15)。於是可估出 $\mathbf{H}_{HT-LTF1,k}$ 藉由已知的第一個長前置符元如式(5.16)。

$$\mathbf{R}_{HT-LTF1,k} \triangleq \begin{bmatrix} R_{HT-LTF1,k}^1 & R_{HT-LTF1,k}^2 & \dots & R_{HT-LTF1,k}^{N_{RX}} \end{bmatrix}^T \quad \text{式(5.13)}$$

$$\mathbf{R}_{HT-LTF1,k} = \mathbf{H}_k \cdot [\mathbf{Q}_k] \cdot \underbrace{(\mathbf{P}_{HT-LTF}(1:N_{STS},1) \cdot X_{HT-LTF1,k})}_{N_{STS} \times 1} \triangleq \mathbf{H}_{HT-LTF1,k} \cdot X_{HT-LTF1,k} \quad \text{式(5.14)}$$

$$\mathbf{H}_{HT-LTF1,k} \triangleq \mathbf{H}_k \cdot [\mathbf{Q}_k] \cdot \mathbf{P}_{HT-LTF}(1:N_{STS},1) \quad \text{式(5.15)}$$

$$\hat{\mathbf{H}}_{HT-LTF1,k} = \mathbf{R}_{HT-LTF1,k} \cdot X_{HT-LTF1,k}^* \quad \text{式(5.16)}$$

而根據式(3.13)、式(3.14)和式(3.10)比較結果顯示我們也可以把 HT-SIG 在頻域上的資料用式(5.17)所示。因此我們可以利用式(5.16)解出來的 $\hat{\mathbf{H}}_{HT-LTF1,k}$ 將

$X_{HT-SIG,k}$ 給估計出來如式(5.18)。

$$\mathbf{R}_{HT-SIG,k} \triangleq \mathbf{H}_{HT-LTF1,k} \cdot X_{HT-SIG,k} + \text{Noise} \quad \text{式(5.17)}$$

$$\hat{X}_{HT-SIG,k} = \left(\hat{\mathbf{H}}_{HT-LTF1,k}^H \cdot \hat{\mathbf{H}}_{HT-LTF1,k} \right)^{-1} \hat{\mathbf{H}}_{HT-LTF1,k}^H \cdot \mathbf{R}_{HT-SIG,k} \quad \text{式(5.18)}$$

我們可以發現 HT-SIG 的解碼空間多樣性階數(Order)為 $N_{TX} \times N_{RX}$ ，越多天線可以有越多的多樣性，而且 40MHz 頻寬環境下還有正負兩個 20MHz 頻寬的頻率多樣性保護，另外還有迴旋編碼的下錯誤率可以降到極限。

5.2.2 迫零(Zero-forcing)與最小均方誤差(MMSE)等化器處理

在假設我們已經完成了所有的同步工作，而且已經得知道通道的狀況之後，接下來的工作就是把不同根天線的資料解碼回來作硬性決定(Hard-Decision)。和 SISO 系統不一樣的是 SISO 系統只有一根傳送天線，因此 OFDM 每一個載波的解碼只需要一個 tap 的乘法器作等化，在 MIMO 系統如果使用最簡單的迫零(Zero-forcing)或是最小均方誤差(MMSE)等化器則需要 $N_{RX} \times N_{TX}$ 個乘法器作等化。我們可以參考第二章的演算法說明。 $\mathbf{y}(k)$ 是在不同天線收到的子載波頻率為第 k 個訊號向量； $\mathbf{H}(k)$ 為估計到的第 k 個載波頻率的通道矩陣； $\mathbf{x}(k)$ 則是解回來的不同傳送天線在第 k 個載波頻率的訊號向量。

迫零(Zero-forcing)演算法：

例案一 當 $N_{TX} > N_{RX}$ ，的解稱為最小 norm 解：

$$\mathbf{x}(k) = \mathbf{H}^H(k) \left(\mathbf{H}(k) \mathbf{H}^H(k) \right)^{-1} \mathbf{y}(k) \quad \text{式(5.19)}$$

例案二 當 $N_{TX} = N_{RX}$ ，的解稱為唯一解：

$$\mathbf{x}(k) = \mathbf{H}^{-1}(k) \cdot \mathbf{y}(k) \quad \text{式(5.20)}$$

例案三 當 $N_{TX} < N_{RX}$ ，的解稱為最小平方(Least Square)解：

$$\mathbf{x}(k) = \left(\mathbf{H}^H(k) \mathbf{H}(k) \right)^{-1} \mathbf{H}^H(k) \cdot \mathbf{y}(k) \quad \text{式(5.21)}$$

最小均方誤差演算法：

假設訊號總合傳送的功率為一，雜訊功率為 σ_n^2

例案一 當 $N_{TX} \leq N_{RX}$ ，

$$\mathbf{x}(k) = \left(\mathbf{H}^H(k)\mathbf{H}(k) + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{N_{TX}} \right)^{-1} \mathbf{H}^H(k)\mathbf{y}(k) \quad \text{式(5.22)}$$

例案二 當 $N_{TX} > N_{RX}$

$$\mathbf{x}(k) = \mathbf{H}^H(k) \left(\mathbf{H}(k)\mathbf{H}^H(k) + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{N_{RX}} \right)^{-1} \mathbf{y}(k) \quad \text{式(5.23)}$$

理論上 MMSE 演算法會優於 Zero-forcing 演算法在低訊雜比的情況下，高訊雜比得情形下 MMSE 演算法會和 Zero-forcing 演算法會有很接近的效能表現。關於此兩個演算法的模擬結果將在第八章會有整體的解釋與說明。

我們必須特別注意到，在使用 MMSE 演算法的時候必須要估計雜訊的功率 σ_n^2 ，因此接下來我們會介紹如何估計出功率的方法。

雜訊功率估計

在一般的 OFDM 系統中，會以估計出來的通道 $\hat{H}(k)$ 和估計出來的傳送訊號 $\hat{S}(k)$ 和接收到的訊號 $Y(k)$ 做處理。 $E(k) = |Y(k) - \hat{S}(k)\hat{H}(k)|^2$ [10]，但是這樣的方法有缺點在於，估計出來的通道會含有雜訊項在裡面，而且估計出來的傳送訊號也可能有錯誤，所以我們比較不喜歡採用此估計方式。不過在系統中第一個長前置符元連續傳送兩次相同訊號的特性，我們可以在解碼 HT-Data 以前，利用第一個長前置符元 (HT-LTF1) 估計出雜訊功率。根據圖 5.1-2 我們可以利用 T1 和 T2 同時估出兩個理論上要一模一樣的通道響應 $\hat{H}_1(k)$ 和 $\hat{H}_2(k)$ 。因此式(5.24)可以針對所有的資料子載波和領航訊號子載波頻率估計出兩倍的雜訊功率。

$$2 \times (\text{Noise Power}) = \left| \hat{H}_1(k) - \hat{H}_2(k) \right|^2 \quad \text{式(5.24)}$$

圖 5.2.2-1 為在加入所有非理想效應而且都有補償後的雜訊功率估計結果。我們可以發現估計出來的雜訊功率和實際上的雜訊功率具有一樣的走勢，這樣也證明了我們的演算法在 0 到 25dB 區間內是沒有很大的偏差 (Bias)，因此估計出來的雜訊功率是可以在 MMSE 的演算法中使用的。比較需要留意的是過了

20dB 訊雜比之後我們發現估計出來的雜訊功率會有微小的偏差。

不過其實高訊雜比下的雜訊功率估計錯誤是可以不必被擔心的，因為 MMSE 和 Zero-forcing 在高訊雜比下具非常接近的效能，而高訊雜比的情況下我們只要自動省略 MMSE 的雜訊功率項，求得到的解就會是 Zero-forcing 的結果，所以我們只需要判斷，當估計出來的雜訊功率低於某個設定的值就可以直接忽略雜訊功率項，轉而利用 Zero-forcing 的解，換句話說根據模擬結果顯示當雜訊功率小於 0.01 之後可以選擇性的使用或是不使用估計出來的雜訊功率。

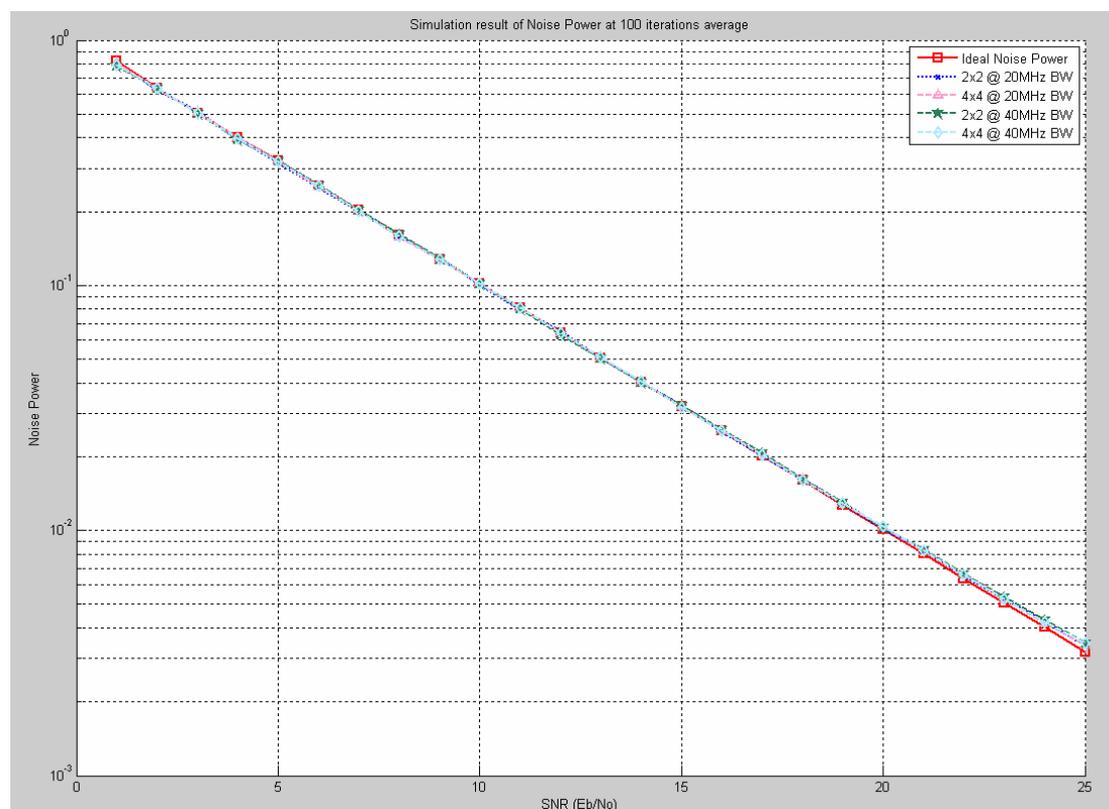


圖 5.2.2-1 雜訊功率的估計結果

確定了我們的估計是沒有很嚴重的偏差之後，接下來要觀察此模擬方法的變異數是不是夠小，變異數越小就代表估計的越精確。圖 5.2.2-2 為模擬在所有非理想效應都有補償後雜訊功率估計變異數的模擬結果。比較變異數和平均值可以發現平均值是遠大於變異數的結果，這也表示這樣的使用方法是可行的。而我們的模擬系統則是在大於 20dB 訊雜比後會將 MMSE 的解轉換成 Zero-forcing 的解。

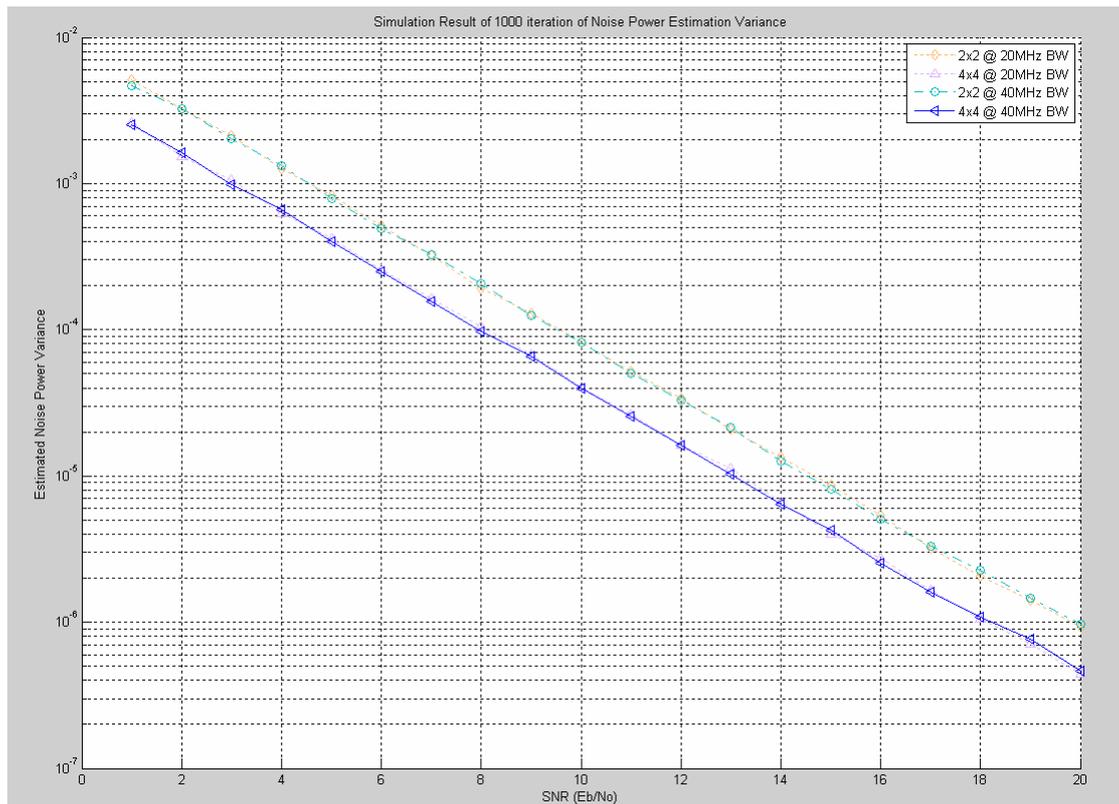


圖 5.2.2-2 雜訊功率估計的變異數結果

變異數的大小決定了估計的雜訊能量精確與否，模擬的結果可以發現在低訊雜比小於 20dB 的環境下其變異數都是遠小於其平均值的，而圖 5.2.2-2 中可以發現天線數目變多可以讓變異數下降，也就是精準度會上升，至於 20MHz 頻寬的環境下使用的是全部的載波頻率扣除保護頻帶(Guard Band)；40MHz 頻寬的環境下使用的是一半載波頻率再扣除保護頻帶，載波頻率挑選原則為：低頻的子載波。挑選低頻的子載波原因很簡單，在具有取樣頻率偏移的情況下不希望 $\hat{H}_1(k)$ 和 $\hat{H}_2(k)$ 因為圖 4.3.3-3 的相位旋轉造成的影響被估計成雜訊功率，而從圖 4.3.3-3 中如果載波頻率沒有偏移的情況下，高頻成分的訊號相對於低頻成份訊號具有比較大的相位旋轉，所以我們只使用低頻部份的一半載波頻率。也就因此造成了 40MHz 頻寬環境的使用和 20MHz 頻寬的環境使用，具有相同的變異數結果。

5.2.3 縱向-貝爾實驗室多層空時解碼

縱向-貝爾實驗室多層空時解碼，其訴求為通道容量的提升。頻寬使用效率

會隨著天線數目的增加線性成長。縱向-貝爾實驗室的解碼在此是使用 Zero-forcing 和 MMSE 做 HT-Data 的偵測，並進一步作一層層的干擾消除。接下來我們將分別介紹此兩種偵測方式。至於此兩個演算法的模擬結果將在第六章會有比較整體性的解釋與說明。

迫零偵測-縱向-貝爾實驗室多層空時解碼(ZF-VBLAST)[8]:

初始狀態:根據式(5.19)、(5.20)、(5.21)我們首先得到一個要處理

$\mathbf{y}(k)$ 的矩陣 $\mathbf{G}_1 = \mathbf{H}^+$ (\mathbf{H}^+ 是 \mathbf{H} 的偽逆矩陣(Pseudo Inverse)); $n = 1$; $\mathbf{y}_1(k) = \mathbf{y}(k)$ 。

遞迴狀態: $o_n = \arg \min_{j \in \{o_1, \dots, o_{n-1}\}} \left\| (\mathbf{G}_n^H)_j \right\|^2$ ($(\mathbf{A})_j$: 代表 A 矩陣的第 j 列)

$$\mathbf{w}_{o_n} = (\mathbf{G}_n^H)_{o_n}$$

$$z_{o_n}(k) = \mathbf{w}_{o_n}^H \mathbf{y}_n(k)$$

$$\hat{x}_{o_n}(k) = \text{dec}(z_{o_n}(k))$$

$$\mathbf{y}_{n+1}(k) = \mathbf{y}_n(k) - (\mathbf{H})_{o_n} \hat{x}_{o_n}(k)$$

$$\mathbf{G}_{n+1} = \tilde{\mathbf{H}}_{o_n}^+ \quad (\tilde{\mathbf{H}}_{o_n}: \text{代表將 } \mathbf{H} \text{ 的第 } o_1, \dots, o_n \text{ 列移除後的矩陣})$$

$$n = n + 1$$

最小均方誤差偵測-縱向-貝爾實驗室多層空時解碼(MMSE-VBLAST)[13]:

初始狀態:根據式(5.22)、(5.23)我們首先得到一個要處理

$\mathbf{y}(k)$ 的矩陣 \mathbf{G}_1 ; $\mathbf{P}_1 \triangleq (\mathbf{H}^H(k)\mathbf{H}(k) + \sigma_n^2 \mathbf{I}_M)^{-1}$ 或是

$(\mathbf{H}(k)\mathbf{H}^H(k) + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{N_{RX}})^{-1}$ 視傳送與接收天線數目而決定; $n=1$;

$\mathbf{y}_1(k) = \mathbf{y}(k)$ 。

遞迴狀態: $o_n = \arg \min_{j \in \{o_1, \dots, o_{n-1}\}} \left\| (\mathbf{P}_n^H)_j \right\|^2$ ($(\mathbf{A})_j$: 代表 A 矩陣的第 j 列)

$$\mathbf{w}_{o_n} = (\mathbf{G}_n^H)_{o_n}$$

$$z_{o_n}(k) = \mathbf{w}_{o_n}^H \mathbf{y}_n(k)$$

$$\hat{x}_{o_n}(k) = \text{dec}(z_{o_n}(k))$$

$$\mathbf{y}_{n+1}(k) = \mathbf{y}_n(k) - (\mathbf{H})_{o_n} \hat{x}_{o_n}(k)$$

$$\mathbf{P}_{n+1} = \left(\tilde{\mathbf{H}}_{o_n}^H(k) \tilde{\mathbf{H}}_{o_n}(k) + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{N_{TX}-n} \right)^{-1} \text{ 或是}$$

$$\left(\tilde{\mathbf{H}}_{o_n}(k) \tilde{\mathbf{H}}_{o_n}^H(k) + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{N_{RX}-n} \right)^{-1}$$

($\tilde{\mathbf{H}}_{o_n}$: 代表將 \mathbf{H} 的第 o_1, \dots, o_n 列移除後的矩陣)

$$\mathbf{G}_{n+1} = \mathbf{P}_{n+1} \tilde{\mathbf{H}}_{o_n}^H \text{ 或是 } \tilde{\mathbf{H}}_{o_n}^H \mathbf{P}_{n+1}$$

$$n = n+1$$



第六章 IQ 不平衡的補償

在介紹完時間與頻率同步之後，我們還有兩個非理想效應尚未解決，IQ 不平衡(IQ Imbalance)和取樣時脈偏移。這兩個效應造成的影響在實際的應用系統中都是須要設法解決的問題，溫度、製程、元件老化等等條件環境下，都會產生不一樣的影響結果，影響資料錯誤率，因此我們在這一章要先設法用數位訊號處理的方式解決 IQ 不平衡非理想效應，讓非理想效應造成的錯誤情形可以被補償。在 IQ 不平衡的補償下，長前置符元(Long Preamble)以後的資料都可以免於 IQ 不平衡的干擾。

現代的通訊系統當中調變都會同時使用 I 通道和 Q 通道，然而 I 通道和 Q 通道各自的混頻器(Mixer)增益和相位不可能百分百的如預期地匹配，有時候溫度、製程、載波頻率甚至很多因素都會影響其精準度，這類的常見的問題通稱為 IQ 不平衡。IQ 不平衡的問題以往通常都是藉由一個中頻(Intermediate Frequency)降頻器或升頻器把高頻(Radio Frequency)和基頻(Baseband)訊號之間作隔離，此類的系統作法稱為超外差(Superheterodyne)系統。根據射頻電路的研究顯示此作法可以讓 IQ 不平衡的影響變成可以忽略的效應[12]，相較於無中頻系統。

如 3.2.2 節所介紹，基於成本降低、縮小面積、降低功率的理由，我們希望接收機使用的降頻系統可以省掉中頻降頻器如圖 6-1。然而如果直接降頻就會導致 IQ 不平衡的效應相較於超外差系統更加明顯[11]，因此為了節省中頻處理的硬體成本，在基頻的訊號一定需要作數位的補償處理。而本章將會從 IQ 不平衡的係數估計，IQ 不平衡的補償介紹起，然後再探討 IQ 不平衡補償會造成的影響，最後則是說明硬體設計架構與模擬結果分析。

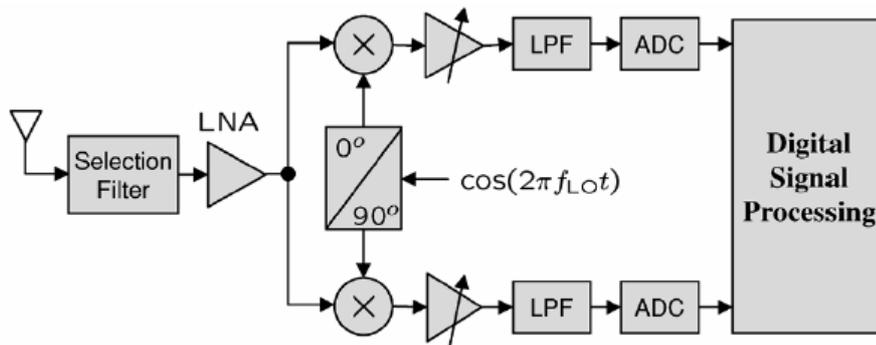


圖 6-1 無中頻降頻器的接收系統

在 MIMO 系統中，每一根傳送天線的混頻訊號皆源自於同一個傳送端的震盪器；接收端亦是如此，雖然類比訊號會因為布局(Layout)因素而無法保證每一根天線的混頻器造成的 IQ 不平衡效應完全相等，但可以保證的是每一根天線的不平衡效應很接近，但可以保證的是每一根天線的不平衡效應很接近，因此我們可以把每一根天線的 IQ 不平衡效應視為相同然後再加入類似雜訊不一樣的偏移量，讓每一根天線會相近但不相同的 IQ 不平衡。利用多天線的空間多樣性可以讓 IQ 不平衡效應更精準的消除。

基本上傳送端如果也省略中頻的升頻器也會造成 IQ 不平衡效應，但是因為如果接收端和傳送端同時擁有 IQ 不平衡會導致數位 IQ 不平衡補償方法變得不可行，所以目前所有的研究上都是指向於傳送端為保留中頻升頻器的超外差設計架構，僅移除掉接收端的中頻降頻器，然後用數位的方法做接收端的 IQ 不平衡的補償。藉由傳送出的第一個長前置符元具有週期性的特性我們可以在時域上評估出 IQ 通道不平衡的影響，並且將訊號在時域上就補償回來，讓 IQ 不平衡的影響不會影響到頻域上的訊號。

6.1 IQ 不平衡的訊號模型與係數估計

第一個長前置符元(HT-LTF1)是我們要處理的對象，在此時的長前置符元訊號已經擁有細微時間同步結果。據觀察顯示大約有一半以上的研究都是指向於載波頻率偏移和 IQ 不平衡同時存在的狀況做處理。我們需要的訊號為還沒補償過

載波頻率偏移的長前置符元訊號。估計和補償的訊號都是會在時域上完成，也就是在進入離散時間傅立葉轉換之前會把 IQ 不平衡補償。在介紹 IQ 不平衡補償之前，我們必須先把 IQ 不平衡的訊號模型建立起來，所以要先把估計 IQ 不平衡時的環境與需要處理訊號用數學的公式表示。

首先定義 $x(t)$ 為接收到的等效複數基頻訊號。式(6.1)說明了射頻訊號 $x_{RF}(t)$ 和基頻訊號 $x(t)$ 的關係。其中 $f_{LO,TX}$ 代表的是傳送端的本地震盪器(Local Oscillator)所震盪出來的射頻頻率。

$$x_{RF}(t) \triangleq \text{Re}\{x(t) \cdot \exp(-j2\pi f_{LO,TX}t)\} = x_I(t) \cdot \cos(2\pi f_{LO,TX}t) + x_Q(t) \cdot \sin(2\pi f_{LO,TX}t)$$

式(6.1)

$$x(t) = x_I(t) + jx_Q(t)$$

式(6.2)

另外我們定義接收端的本地震盪器(不包含兩次的載波頻率補償)的震盪頻率為 $f_{LO,RX}$ 。因此式(6.3)可以連結兩個震盪頻率的關係。

$$f_{e,osc} \triangleq f_{LO,TX} - f_{LO,RX}$$

式(6.3)

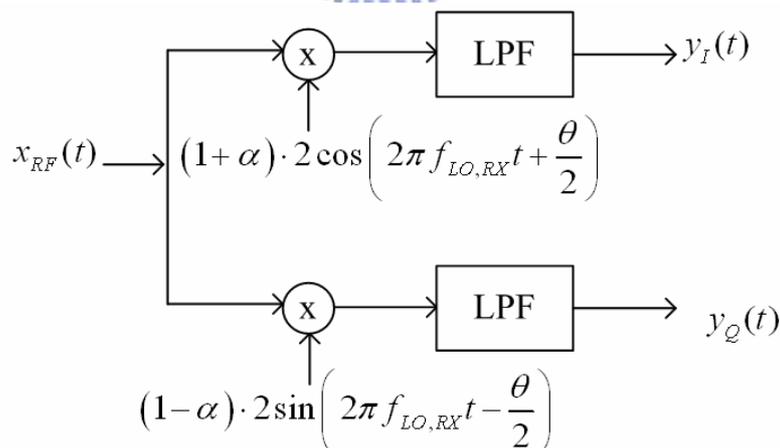


圖 6.1-1 具 IQ 不平衡的訊號接收模型無中頻降頻器的系統

圖 6.1-1 定義實部和虛部兩路的振幅差 2α 、相位相差 θ 。這樣的 IQ 不平衡的模型是廣被接受的。式(6.4)和式(6.5)分別是訊號經過 I 通道和 Q 通道後所得到的實部和虛部的基頻訊號。而式(6.6)為等效複數基頻 $x(t)$ 經過載波頻率偏移

和 IQ 不平衡後所得到的複數基頻訊號 $y(t)$ 。其中 μ 和 ν 分別定義在式(6.7)和式(6.8)。另外 μ 和 ν 的關係則是可以用品式(6.9)建立起來。

$$\begin{aligned} y_I(t) &= LPF \left\{ x_{RF}(t) \cdot 2(1+\alpha) \cdot \cos\left(2\pi f_{LO,RX}t + \frac{\theta}{2}\right) \right\} \\ &= (1+\alpha) \left[x_I(t) \cos\left(\frac{\theta}{2} - 2\pi f_{e,osc}t\right) - x_Q(t) \sin\left(\frac{\theta}{2} - 2\pi f_{e,osc}t\right) \right] \end{aligned} \quad \text{式(6.4)}$$

$$\begin{aligned} y_Q(t) &= LPF \left\{ x_{RF}(t) \cdot 2(1-\alpha) \cdot \cos\left(2\pi f_{LO}t - \frac{\theta}{2}\right) \right\} \\ &= (1-\alpha) \left[-x_I(t) \sin\left(\frac{\theta}{2} + 2\pi f_{e,osc}t\right) + x_Q(t) \cos\left(\frac{\theta}{2} + 2\pi f_{e,osc}t\right) \right] \end{aligned} \quad \text{式(6.5)}$$

$$y(t) \triangleq y_I(t) + jy_Q(t) = \mu \left[x(t) e^{-j2\pi f_{e,osc}t} \right] + \nu \left[x(t) e^{-j2\pi f_{e,osc}t} \right]^* \quad \text{式(6.6)}$$

$$\mu \triangleq \cos\left(\frac{\theta}{2}\right) + j\alpha \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) \quad \text{式(6.7)}$$

$$\nu \triangleq \alpha \cos\left(\frac{\theta}{2}\right) - j \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) \quad \text{式(6.8)}$$

$$\mu = \sqrt{1 - (\text{Im}[\nu])^2} - j \frac{\text{Re}[\nu] \cdot \text{Im}[\nu]}{\sqrt{1 - (\text{Im}[\nu])^2}} \quad \text{式(6.9)}$$

經由公式推導之後我們可以參考式(6.6)用圖 6.1-2 來表示複數基頻訊號，這樣的模型可以很方便地同時表達了載波頻率偏移和類比 IQ 不平衡的效應。從另外一個角度觀察，假設目前沒有載波頻率偏移只有 IQ 不平衡的影響，這樣的訊號經過離散時間傅立葉轉換後可以表示為式(6.10)，這也說明了 IQ 不平衡效應在頻域上會造成一個載波頻率為 k 的訊號受到載波頻率 $-k$ 的訊號干擾，因此單純的 IQ 不平衡造成的效應也可列於 ICI 干擾的一種[11]。

$$Y_k = \mu X_k + \nu X_{-k}^* \quad \text{式(6.10)}$$

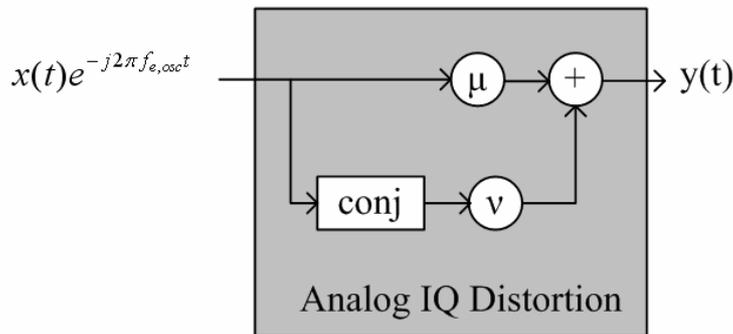


圖 6.1-2 等效具 IQ 不平衡的複數訊號接收模型

這樣的模型僅代表著只有接收端有 IQ 不平衡，傳送端沒有 IQ 不平衡，實際的系統和研究都傾向於只拿掉接收端的中頻降頻系統，至於傳送端的中頻升頻系統則是保留著，因為如果把傳送端的中頻拿掉的話，整個 IQ 不平衡的效應會變的很複雜、很難處理。因此目前所看到的研究都是傾向於如此的設計概念。另一方面從很多研究都說明了如果省略掉接收端的中頻降頻系統，往往會被詬病其 DC 直流會偏移，所以在整個系統的直流頻段是不使用的，類比電路上取而代之的是一個電感過濾其直流 DC。

我們的應用中 IQ 不平衡的係數估計對象為 μ 和 ν ，而估計此兩變數的方式則是利用第一個長前置符元的週期特性，補償 IQ 不平衡之後再利用先前估計出的頻率偏移進行補償，最後將訊號送入離散時間傅立葉轉換，如此一來估計通道才不會受到 IQ 不平衡的干擾。補償的處理是在時域上完成的，在估計變數 μ 和 ν 之前必須使用到第一長前置符元所估計出來的細微時間同步訊息，這也是為什麼不能在短前置符元補償 IQ 不平衡的理由[15]。而細微時間同步必須在完成細微頻率同步後才能完成(載波頻率偏移降低可以讓相位旋轉變慢，接著造成細微時間同更不精確)。所以此三個功能的先後順序為:1. 細微頻率同步，2. 細微時間同步，3. IQ 不平衡的補償。圖 6.1-3 說明了 IQ 不平衡的 μ 和 ν 估計時的系統操作流程。

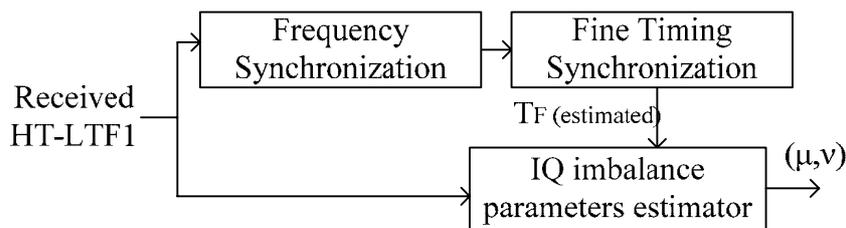


圖 6.1-3 IQ 不平衡的係數估計

在我們的設計系統中需要的訊號是尚未頻率補償的 $y(t)$ ，至於 $y(t)$ 的取得會在 6.2 節中做說明。由於是非移動式的無線區域網路使用環境，所以我們可以認可通道在任兩個 OFDM 符元時間內是不會改變的。而時域上通道響應的長度必定比第一個長前置符元的循環置首(Cyclic Prefix)還要小。這兩個條件我們已經在第四章說明了其合理性。因此我們可以說明式(6.11)的合理性。

$$x(t + NT_s) = x(t) \quad \forall t \in \mathbf{T1} \quad \text{式(6.11)}$$

而 $\mathbf{T1}$ 為圖 6.1-4 裡面長前置符元的前半段訊號。

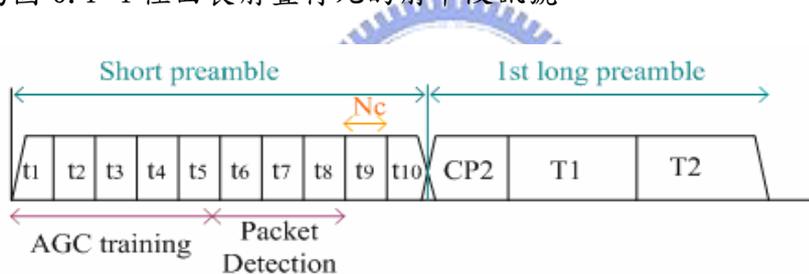


圖 6.1-4 第一個長前置符元與短前置符元的符號說明圖

根據式(6.6)和式(6.11)的關係再加上取樣時脈偏移的影響($T_s \rightarrow T_s'$)我們可以推導出式(6.12)和式(6.13)[16]，進而我們把式(6.12)除式(6.13)可以得到式(6.14)，其中下標 t 代表的是時間上的指標位置。

$$\frac{\mu^* y(t + NT_s') - \nu y^*(t + NT_s')}{|\mu|^2 - |\nu|^2} = x(t + NT_s') \cdot \exp(j2\pi f_{e,osc}(t + NT_s'))$$

$$\approx x(t) \cdot \exp(j2\pi f_{e,osc}(t + NT_s')) \quad \text{式(6.12)}$$

$$\frac{\mu^* y(t) - \nu y^*(t)}{|\mu|^2 - |\nu|^2} = x(t) \cdot \exp(j2\pi f_{e,osc}t) \quad \text{式(6.13)}$$

$$\frac{(6.12)}{(6.13)} = \frac{\mu^* y(t + NT_s') - \nu y^*(t + NT_s')}{\mu^* y(t) - \nu y^*(t)} = \frac{x(t + NT_s')}{x(t)} \exp(j2\pi f_{e,osc}NT_s') \Big|_t$$

$$\approx \exp(j2\pi f_{e,osc} NT_S') \Big|_t \quad \forall t \in \mathbf{T1} \quad \text{式(6.14)}$$

由於式(6.14)計算出來的值是一個常數，只要滿足 $\forall t \in \mathbf{T1}$ 的條件。在滿足 $\forall t \in \mathbf{T1}$ 的條件下，任兩個時間 t 計算出來的式(6.14)的結果會很相近。因此可以設定一個條件約束(Conditional Constraint)，以相鄰兩個相鄰時間 t 計算出來的式(6.14)的差之絕對值平方作為花費(Cost)，於是我們可以將這 $N-1$ 個花費總和列成式(6.15)，稱為最小均方誤差(Mean Square Error, MSE)。而要估計的 $\hat{\mu}$ 和 $\hat{\nu}$ 就必須滿足在式(6.15)中達到最小均方誤差。式(6.15)的 \hat{T}_F 是細微時間同步所估計出來的結果，可以在圖 6.1-5 找到其相對應的位置。

$$MSE = \sum_{l=1}^{N-1} \left| \left(e^{j2\pi\Delta f NT_S'} \Big|_{t=\hat{T}_F+lT_S'} \right) - \left(e^{j2\pi\Delta f NT_S'} \Big|_{t=\hat{T}_F+(l-1)T_S'} \right) \right|^2 \quad \text{式(6.15)}$$



圖 6.1-5 第一個長前置符元與與細微時間同步估計的結果對應圖

接下來的工作就是如何找到一組 $\hat{\mu}$ 和 $\hat{\nu}$ 可以滿足式(6.15)的均方誤差(MSE)為最小。而在進行數學推導必須先做一個假設讓數學公式化簡。 μ 的值本身是近似 1 的(在比較嚴重的 $\theta = 10^\circ$; $\alpha = 0.2$ 的情況 $\mu = 0.9962 + 0.0174i \approx 1$ ，在比較不嚴重的 IQ 不平衡 μ 會更接近 1)，因此在式(6.14)中直接將 μ 拿掉。於是要處理的工作簡化成找到一個 $\hat{\nu}$ 使其可以滿足式 MSE 為最小如式(6.16)。

$$MSE = \sum_{l=1}^{N-1} \left| \left(\frac{y(t+NT_S') - \nu y^*(t+NT_S')}{y(t) - \nu y^*(t)} \Big|_{t=\hat{T}_F+lT_S'} \right) - \left(\frac{y(t+NT_S') - \nu y^*(t+NT_S')}{y(t) - \nu y^*(t)} \Big|_{t=\hat{T}_F+(l-1)T_S'} \right) \right|^2 \quad \text{式(6.16)}$$

為了滿足最小均方誤差； $N-1$ 個平方誤差項，每一個項必須要越小越好。於是令每一項通分後分子等於零。基於這樣的理由可以將式(6.16)轉換為式(6.17)，其中 a_l 和 b_l 分別定義在式(6.18)和式(6.19)，至於 ν^2 在一般的情況下因為遠小於 ν

因此忽略之，於是式(6.17)從原本的二階等式變成線性的一階等式。式(6.20)的近似在比較嚴重的 $\theta = 10^\circ$ ； $\alpha = 0.2$ 的情況 $\nu = 0.100 - 0.087i \approx 0$ ； $\nu^2 = 0.002 - 0.017i$ ，在比較不嚴重的 IQ 不平衡 ν 會更接近 0。

$$a_l \cdot \hat{\nu} = b_l, \quad l=1,2,\dots,N-1 \quad \text{式(6.17)}$$

$$\begin{aligned} a_l &= y^* \left(\widehat{T}_F + (l-1)T_S \right) \cdot y \left(\widehat{T}_F + (l+N)T_S \right) + y \left(\widehat{T}_F + (l-1)T_S \right) \cdot y^* \left(\widehat{T}_F + (l+N)T_S \right) - \\ &\quad y^* \left(\widehat{T}_F + lT_S \right) \cdot y \left(\widehat{T}_F + (l-1+N)T_S \right) - y \left(\widehat{T}_F + lT_S \right) \cdot y^* \left(\widehat{T}_F + (l-1+N)T_S \right) \\ &= 2 \operatorname{Re} \left\{ y \left(\widehat{T}_F + (l-1)T_S \right) \cdot y^* \left(\widehat{T}_F + (l+N)T_S \right) - y \left(\widehat{T}_F + lT_S \right) \cdot y^* \left(\widehat{T}_F + (l-1+N)T_S \right) \right\} \end{aligned} \quad \text{式(6.18)}$$

$$b_l = y \left(\widehat{T}_F + (l-1)T_S \right) \cdot y \left(\widehat{T}_F + (l+N)T_S \right) - y \left(\widehat{T}_F + lT_S \right) \cdot y \left(\widehat{T}_F + (l-1+N)T_S \right) \quad \text{式(6.19)}$$

$$\hat{\nu}^2 \approx 0 \quad \text{式(6.20)}$$

根據式(6.17)我們可以列出 $N-1$ 個這樣的等式，把這些不等式寫成式(6.21)的矩陣的形式，而 $\hat{\nu}$ 的解就變成最小平方(Least Square)解如式(6.24)。再根據式(6.9)可以把式(6.25)把 $\hat{\mu}$ 解出。在 MIMO 的應用下我們的演算法可以選擇性的決定讓每一根接收天線個別估計、個別補償，或是一起做最小平方解、一起補償。如果實際上類比電路量測到的 IQ 不平衡效應很接近那就比較傾向於使用所有天線合起來處理，然後估計出來的結果每一根天線都可以使用；相反如果類比電路量測的結果顯示不同天線之間 IQ 不平衡效應差異很大，那就比較適合作個別天線估計其變數的方法了。

$$\mathbf{A} \hat{\nu} = \mathbf{B} \quad \text{式(6.21)}$$

$$\mathbf{A} = [a_1, a_2, \dots, a_{N-1}]^T \quad \text{式(6.22)}$$

$$\mathbf{B} = [b_1, b_2, \dots, b_{N-1}]^T \quad \text{式(6.23)}$$

$$\hat{\nu} = \frac{\mathbf{A}^T \cdot \mathbf{B}}{\|\mathbf{A}\|^2} \quad \text{式(6.24)}$$

$$\Rightarrow \hat{\mu} = \sqrt{1 - (\text{Im}[\hat{v}])^2} - j \frac{\text{Re}[\hat{v}] \cdot \text{Im}[\hat{v}]}{\sqrt{1 - (\text{Im}[\hat{v}])^2}} \quad \text{式(6.25)}$$

6.2 IQ 不平衡的補償

如式(6.6)表示的接收到的基頻訊號 $y(t)$ ，我們希望 $y(t)$ 可以沒有被 IQ 不平衡干擾最快的方式就是把裡面 $x^*(t)$ 的干擾移除，因為就是此干擾會主宰高訊雜比下的錯誤率。在我們的系統設計理念 IQ 不平衡的變數估計是在有載波頻率偏移下的時域上訊號完成的。我們的長前置符元訊號處理方式是在時域上完成 IQ 不平衡的補償，接著再進行頻率的補償，最後進入離散時間傅立葉轉換。利用比較節省功率、面積的數位的方式補償無中頻類比電路 IQ 不平衡所造成的影響是此章節主要的目的。在接下來的章節裡我們會先介紹長前置符元在估計通道時，IQ 不平衡補償的影響，和硬體設計架構。

IQ 不平衡對長前置符元補償的功能性：

在長前置符元送進通道估計的系統之前我們必須要完成頻率同步、時間同步和 IQ 不平衡的補償。我們定義 $q(n)$ 為長前置符元經過 IQ 不平衡補償和頻率偏移補償後的訊號， $q(n)$ 做完離散時間傅立葉轉換之後就會進入通道估計的系統。而 $y(n)$ 為經過混頻器之後 ADC 取樣後的訊號。圖 6.2-1 可以清楚的了解長前置符元經過各種補償的先後順序。

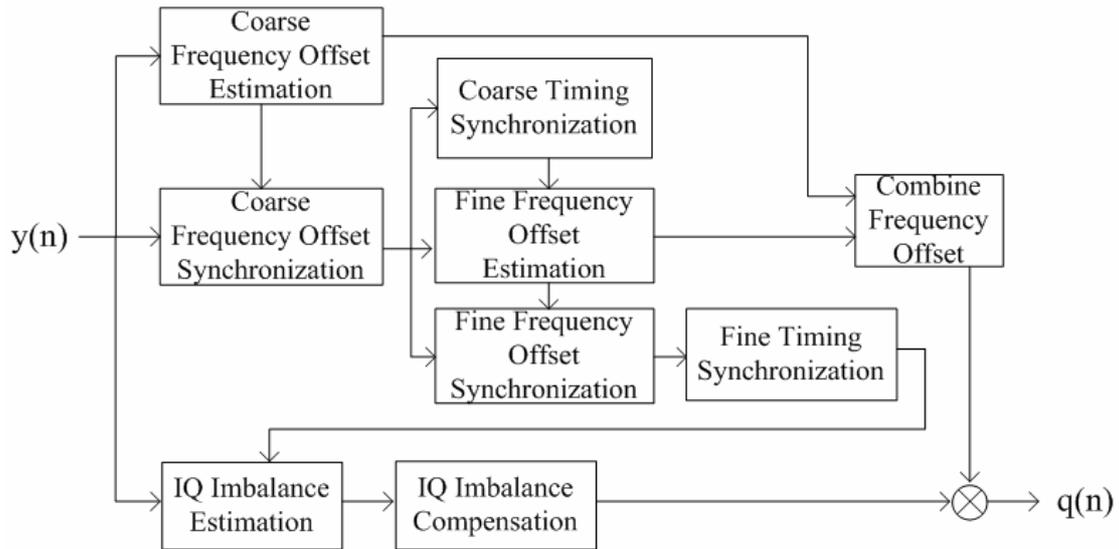


圖 6.2-1 頻率同步、時間同步和 IQ 不平衡補償的整合架構

6.1 節裡面已經估計到一組 $\hat{\mu}$ 和 $\hat{\nu}$ ，想要把 $y(t)$ 裡面的 $x^*(t)$ 的干擾移除，最快的方法就是把式(6.6)作線性的處理[11]，類似這樣的時域補償方法在很多研究上都使用[17][18][19]。式(6.26)是把式(6.6)的連續訊號做離散時間取樣。在式(6.27)定義 $y(n)$ 經過理想的一組 μ 和 ν 的 IQ 不平衡補償的訊號為 $p(n)$ ，我們可以發現 $p(n)$ 已經不再有 $x^*(n)$ 的項。唯一要處理的就剩下載波頻率偏移。因此 $q(n)$ 可以被表示為式(6.28)。式(6.28)可以知道當如果訊號沒有 IQ 不平衡的影響下， $\mu=1$ ， $\nu=0$ 於是就回到沒有 IQ 不平衡的式子。

$$y(n) \triangleq y_I(n) + jy_Q(n) = \mu \left[x(n)e^{-j2\pi f_{e,osc}nT_s'} \right] + \nu \left[x(n)e^{-j2\pi f_{e,osc}nT_s'} \right]^* \quad \text{式(6.26)}$$

$$p(n) \triangleq y(n) - \frac{\nu}{\mu^*} y^*(n) = \left(\mu - \frac{|\nu|^2}{\mu^*} \right) x(n)e^{-j2\pi f_{e,osc}nT_s'} \quad \text{式(6.27)}$$

$$q(n) \triangleq p(n) \cdot e^{j2\pi \hat{f}_{e,osc}nT_s'} = \left(\mu - \frac{|\nu|^2}{\mu^*} \right) x(n)e^{-j2\pi (f_{e,osc} - \hat{f}_{e,osc})nT_s'} \quad \text{式(6.28)}$$

訊號 $q(n)$ 是要拿來作通道估計的，而常數 $\mu - \frac{|\nu|^2}{\mu^*}$ 在是不會隨時間改變的。

因此在作通道估計的時候此常數會被併入通道裡面，歸類為通道響應，在解碼的時候頻域上的訊號作等化時自動會把此常數除掉。於是 IQ 不平衡的補償可以藉

由時域上數位的處理，式(6.27)因此達成干擾的消除。

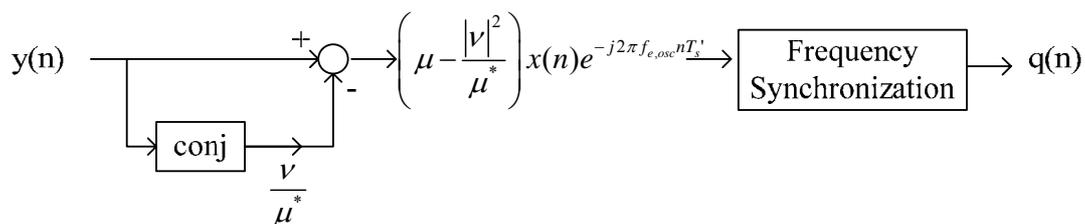


圖 6.2-2 頻率同步和 IQ 不平衡補償的整合架構

從式(6.27)可以觀察出， $\frac{v}{\mu^*}$ 才是我們真正需要使用的變數，這也代表著我們不必刻意去追求 $\hat{\mu}$ 和 \hat{v} 有多精確，只需要確定 $\frac{\hat{v}}{\hat{\mu}^*}$ 夠精準即可。於是我們可以把圖 6.1-1 化簡成圖 6.2-2 比較方便說明。如果長前置符元估計完之後的 HT-Data 的補償處理方式就如圖 6.2-2 所示。剩下的殘餘載波頻率偏移和取樣時脈偏移只能靠追蹤電路去補償了。

6.3 模擬結果與分析

圖 6.3-1 是圖 4.3.3-5 的延伸，裡面分別是 1x1、2x2、4x4 的天線結構下的三組模擬的比較，每一組包含了三條模擬曲線。每一組的最低錯誤率曲線為沒有 IQ 不平衡也沒有載波頻率偏移的模擬結果、次低錯誤率曲線為沒有 IQ 不平衡，但有載波頻率偏移與補償的模擬結果、最高錯誤率曲線為同時擁有 IQ 不平衡與載波頻率偏移與補償的模擬結果。在圖 6.3-1 裡面 IQ 不平衡的環境皆為 $\alpha = 0.2$, $\theta = 10^\circ$ 。多天線系統下，每一根天線的 IQ 不平衡為 $\alpha = 0.2 + 0.01 \times N(0,1)$ ， $\theta = 10^\circ + 0.5^\circ \times N(0,1)$ ， $N(0,1)$ 是代表常態分佈(Normal Distribution)平均值為 0 變異數為 1 的隨機變數。從圖 6.3-1 可以發現在 IQ 不平衡很嚴重的情況下錯誤率會有些微升高的現象。

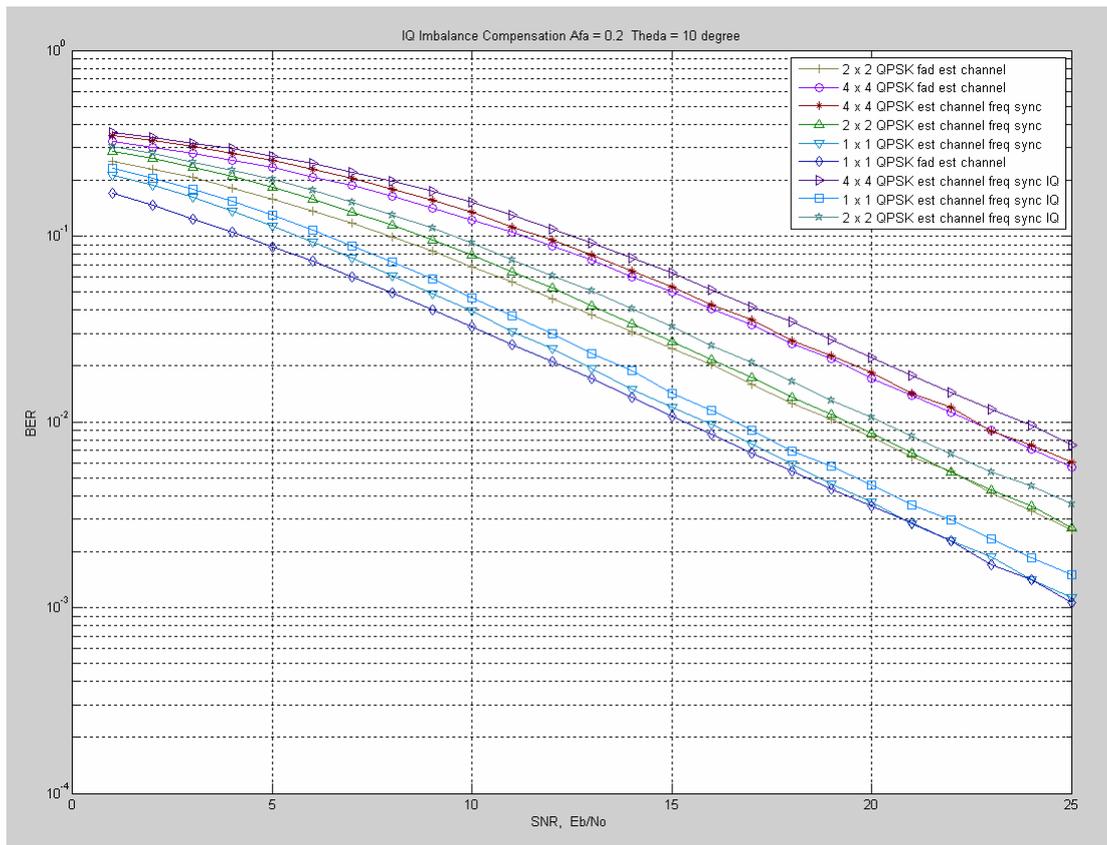


圖 6.3-1 $\alpha = 0.2$, $\theta = 10^\circ$ IQ 不平衡補償的錯誤率模擬結果

圖 6.3-2 裡面 IQ 不平衡的環境皆為 $\alpha = 0.1$, $\theta = 5^\circ$ 之下錯誤率的影響就沒有圖 6.3-1 的嚴重, 但是還是會因為 IQ 不平衡的效應而有效能損失的現象。

多天線系統下, 每一根天線的 IQ 不平衡為 $\alpha = 0.1 + 0.005 \times N(0,1)$,

$\theta = 5^\circ + 0.25^\circ \times N(0,1)$ 。圖 6.3-3 是為了比較在有 IQ 不平衡的環境下沒有進行補

償的結果。模擬的環境和圖 6.3-2 一樣, 在這裡比較有 IQ 不平衡補償和沒 IQ 部不平衡的效能差異。我們可以發現如果完全不補償會造成高訊雜比的錯誤率嚴重的飽和, 這樣的結果也說明了 IQ 不平衡會造成 ICI 的干擾, 在低訊雜比時可能不嚴重, 但是到了高訊雜比的時候就會主宰錯誤率造成嚴重影響。

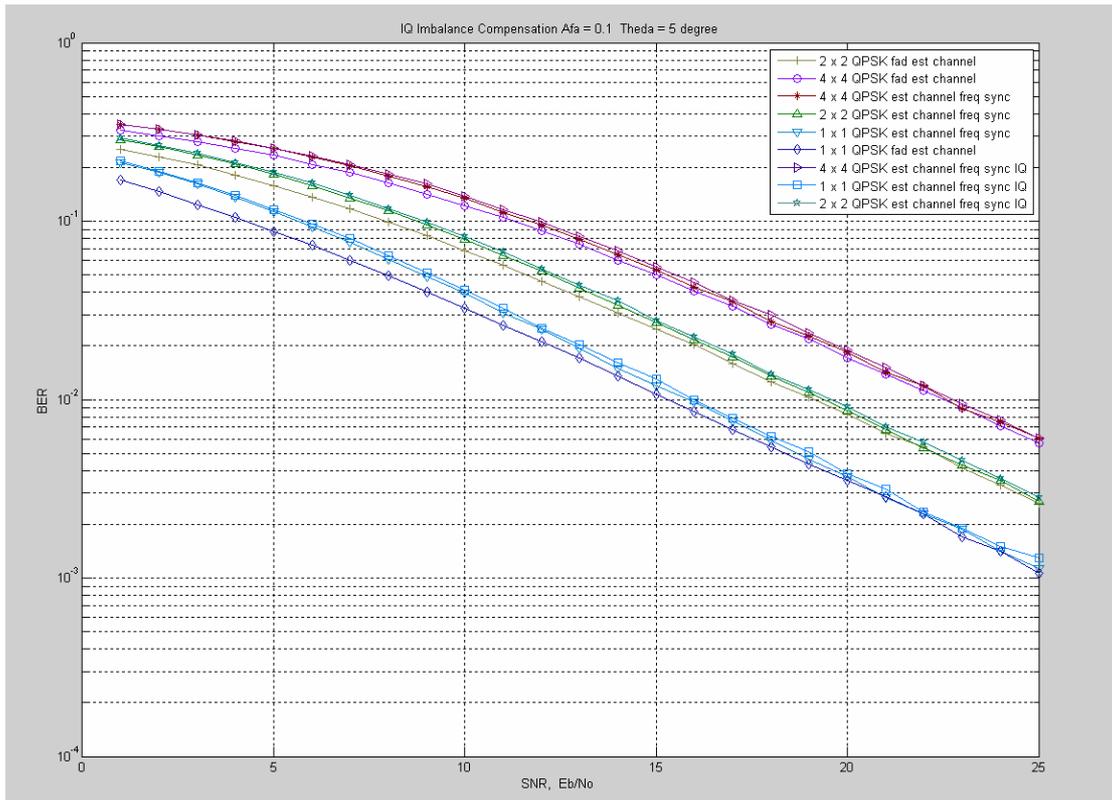


圖 6.3-2 $\alpha = 0.1$, $\theta = 5^\circ$ IQ 不平衡補償的錯誤率模擬結果

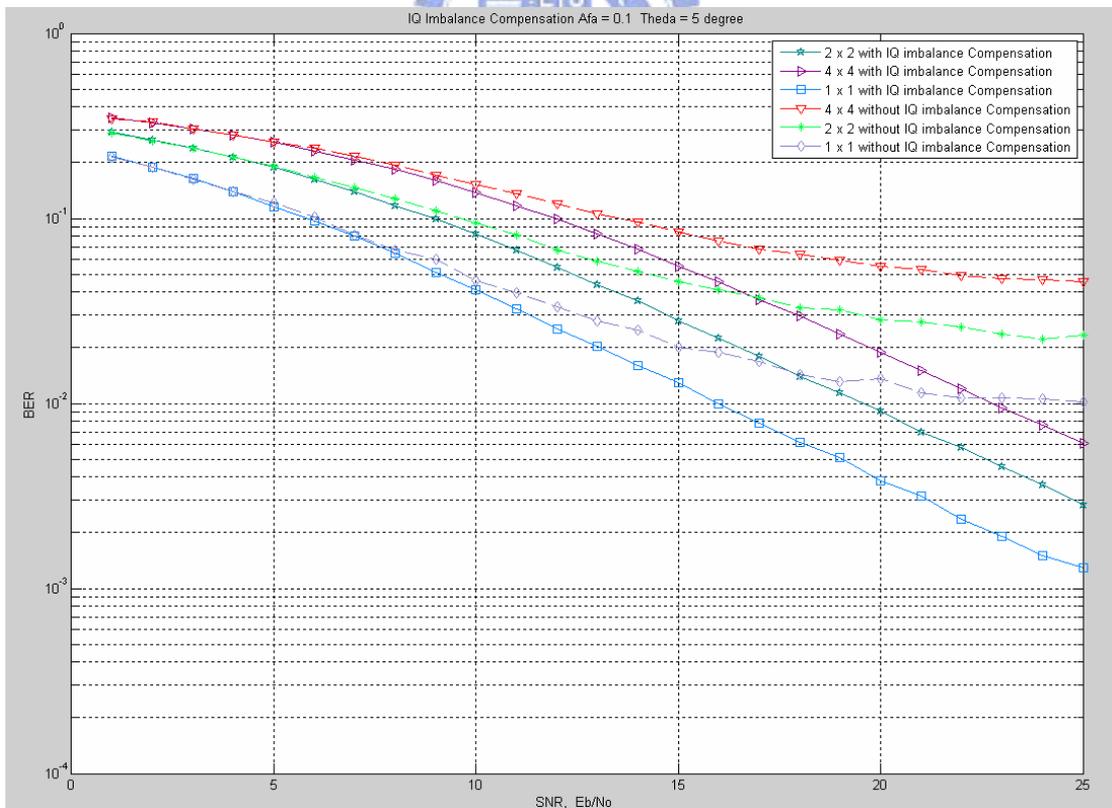


圖 6.3-3 $\alpha = 0.1$, $\theta = 5^\circ$ IQ 不平衡補償的錯誤率模擬結果比較

分析 IQ 不平衡補償後的效能影響

假設系統沒有殘餘的載波頻率偏移，我們試著解釋補償 IQ 不平衡後造成的效能影響，於是式(6.27)可以改寫成式(6.29)。因為 $y(n)$ 裡面是含有高斯雜訊項只是為了方便我們沒有表示出，現在必須拿來分析其增益。經過相加後的雜訊

功率增益是 $\left(1 + \left|\frac{v}{\mu^*}\right|^2\right)$ ，雜訊功率是上升的；訊號功率增益則是 $\left|\mu - \frac{|v|^2}{\mu^*}\right|^2$ ，訊號

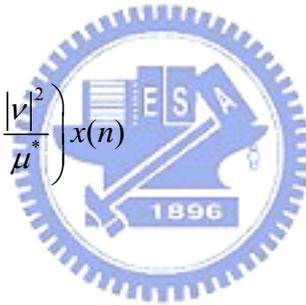
功率是下降的。在 $\alpha = 0.2$ ， $\theta = 10^\circ$ 的情況下計算的結果顯示訊號功率增益為 0.9004；雜訊功率增益為 1.0476，因此可以得知訊雜比損失為

$10 \log_{10}^{\frac{1.0476}{0.9004}} = 0.6576 \text{ dB}$ ；在 $\alpha = 0.1$ ， $\theta = 5^\circ$ 的情況下計算的結果顯示訊號功率

增益為 0.9745；雜訊功率增益為 1.0119，因此可以得知訊雜比損失為

$10 \log_{10}^{\frac{1.0119}{0.9745}} = 0.1636 \text{ dB}$

$$p(n) \triangleq y(n) - \frac{v}{\mu^*} y^*(n) = \left(\mu - \frac{|v|^2}{\mu^*} \right) x(n) \quad \text{式(6.29)}$$



第七章 取樣時脈時間點的同步

在介紹完 IQ 不平衡的補償之後，還有取樣時脈偏移的非理想效應尚未解決。此效應造成的影響在實際的應用系統中都是須要設法解決的問題，溫度、製程、元件老化等等條件環境下，都會產生不一樣的影響結果，影響資料錯誤率，因此我們在這一章要設法用數位訊號處理的方式解決這些非理想效應，讓非理想效應造成的錯誤情形可以被補償。取樣時脈時間點的同步需要利用領航訊號 (Pilot Signal) 估計取樣時脈偏移。估計出偏移量之後藉由 B-樣條 (Spline) 的方法配合 Farrow 架構方式利用有限脈衝響應 (FIR) 濾波器內插出正確的取樣時間訊號點。

在此章節主要的重點放在內接收機取樣時脈偏移後，訊號在正確時間的回復機制。取樣時脈的偏移可能會隨時間、製程、溫度等等因素而不固定，第三章已經說明了取樣時脈偏移累積造成的 ICI 影響。為了解決這樣的問題我們需要在最前端的 ADC 系統做兩倍的超取樣，接著再進行內插的方法把我們需要的訊號時間點內插出來，這樣的方法的優點是可以應付無線區域網路比較長的封包傳輸。

相較於 IEEE 802.11a/g 每一個封包可以接受 1368 個 OFDM 符元，IEEE 802.11n 的使用機制不但可以容許比較大的頻寬外，每一個封包還可以接受 21888 個 OFDM 符元使用，因此為了徹底的解決 ICI 的問題，不採用傳統的相位旋轉補償方式，我們將會採用內插的方式讓取樣時脈偏移的效應被完全補償。

7.1 取樣時脈偏移造成的影響

在任何的電子電路都須有一個時脈產生器，而此石英震盪器元件可以製造出固定週期的時脈，利用產生的參考時脈可以擊發所有的電路系統。在一般的情形下無論石英震盪器設計的有多精確，任何兩個震盪器震盪出來的頻率都不可能一樣。因此利用個別參考時脈作取樣的傳送端數位類比轉換器 (DAC) 和接收端類比

數位轉換器(ADC)會有時脈不一致的問題，這樣的問題通稱為取樣時脈偏移。我們將其偏差值作正規化如式(7.1)所示。

$$t_{\Delta} = \frac{T'_S - T_S}{T_S} \quad \text{式(7.1)}$$

圖 7.1-1 顯示了取樣頻率週期如果不一樣，會造成的影響。我們可以看到每一個符元偏移會不斷累積，從第一個符元偏差 E1；第二個符元偏差 E2；第三個符元偏差 E3...其偏差值越來越大，直到後來整個符元位置取樣點將會都不正確。這樣的問題不但會造成符元間的干擾(Inter-Symbol-Interference, ISI)、也會造成 ICI 干擾，這些影響都會造成資料錯誤率的上升。

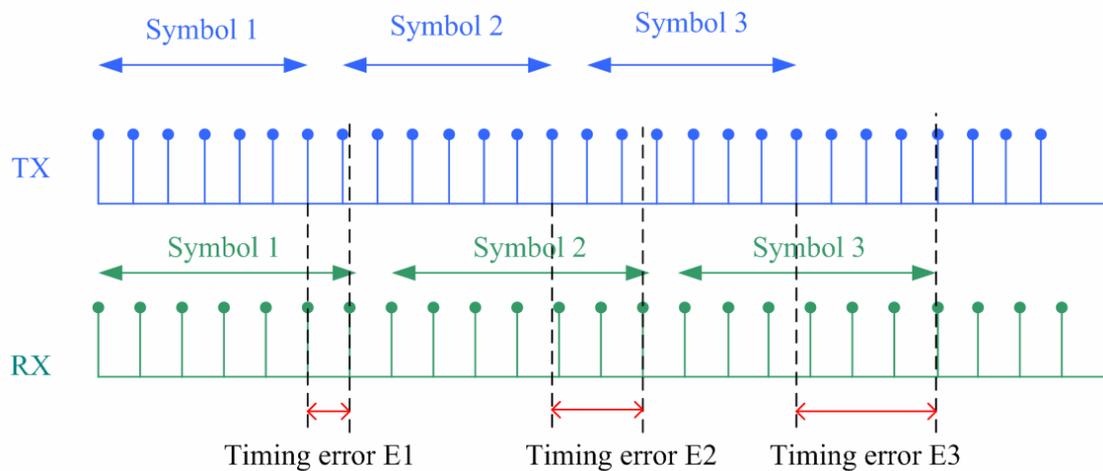


圖 7.1-1 取樣頻率週期偏移的影響

7.2 取樣時脈偏移的處理方式

在避免修改整個類比電路的取樣時間點的情況下，為了能得到正確時間點的訊號，我們可以利用已經取樣的資料點找回正確的時間點訊號。要達成此目的首先就必須利用取樣時脈誤差偵測器(Sampling Clock Error Detection, SCED)估計出取樣時脈誤差，估計完時脈誤差後將此估計到的訊息傳遞給取樣時脈誤差補償器(Sampling Clock Error Compensator, SCEC)進行正確時間訊號點補償，於是就可以繼續使用原來的類比電路的取樣時間訊號點了。[20]

在我們的系統中不使用壓控震盪器(Voltage Controlled Crystal

Oscillator, VCXO)去校準接收端的取樣頻率，因為這樣的作法需要一個高解析度的數位類比轉換器把數位的時脈誤差資訊轉換成類比訊號，因此會提高生產成本，所以此方法比較不容易被採納。而近幾年的趨勢已經漸漸的走向全數位式的接收機設計，縱使採用震盪器原本固定時脈作為類比數位轉換的擊發訊號，依然有辦法將正確取樣訊號點依然可以被找回，此類的方法稱為數位重採樣(Digital Resampling)。

取樣時脈偏移在第三章已經有解釋會造成兩個影響，第一個是頻域上會造成相位旋轉和振幅衰減，第二個是 OFDM 系統中載波頻率不正交造成的 ICI，這類的 ICI 很不幸地無法用相位補償的方法把它消除。我們不採用壓控震盪器的同步方法，而是藉由將取樣得到的訊號在正確的時間點作重採樣(Resampling)。如圖 7.2-1 所示，利用固定式的非同步石英震盪器超頻兩倍去擊發類比數位轉換器，當有取樣時脈偏移的時候 SCED 可以偵測並且估計到偏移的量，估計到的偏移量可以傳給數位的重採樣器，重採樣器根據接收到的訊息適當的將資料內差出理想的時間點訊號，由於類比數位為了配合此方法必須要作兩倍的超取樣，所以在這裡自然的需要降頻取樣(Downsampling)，而此方塊的功能就是取樣時脈誤差補償器的工作。

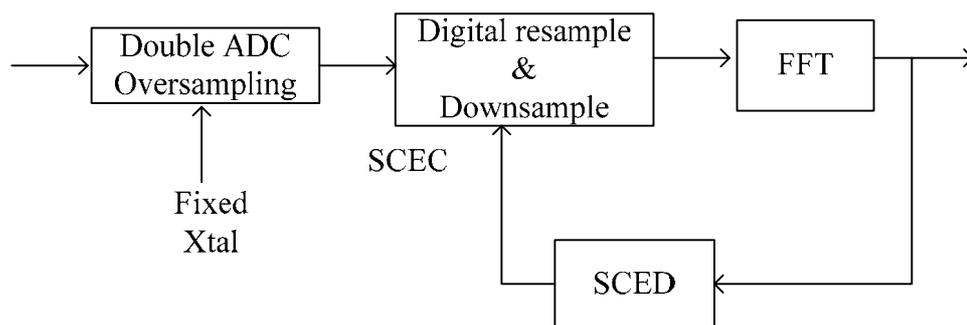


圖 7.2-1 非同步取樣系統下的數位重採樣方塊圖

7.3 取樣時脈偏移的偵測

取樣時脈偏移的偵測是操作在頻域上。領航訊號經過快速傅立葉轉換後在頻域上的訊號和其他的資料部份的偵測方法一樣，可以利用 Zero-forcing 或是

MMSE 演算法偵測取樣時脈偏移誤差。根據 4.4.3 的演算法計算結果，可以在每一個 OFDM 符元的領航訊號裡面萃取得到估計的取樣時脈偏移如式(7.2)所示。在每一個 OFDM 符元 l 都會有一個對應的取樣時脈偏移估計值 $\hat{t}_{\Delta,l}$ 。根據 4.3.3 演算法顯示每一個 $\hat{t}_{\Delta,l}$ 都需要利用所有領航訊號載波頻率的偵測結果 $R_{l,k}$ 。而領航訊號為已知的訊號，藉由已知的訊號去追蹤其相位的改變，而取樣時脈的偏移的訊息則藏在改變的相位裡面。領航訊號的偵測可以用 Zero-forcing 或是 MMSE，通常除了 SISO 或是雜訊雜比過低的情況下會使用 Zero-forcing 以外，MIMO 都是採用 MMSE 的方法做偵測，因為這樣的偵測比較可以降低雜訊的影響。

$$\hat{t}_{\Delta,l} = \frac{\hat{\gamma}_l \cdot N}{2\pi(N_g + N)} \quad \text{式(7.2)}$$

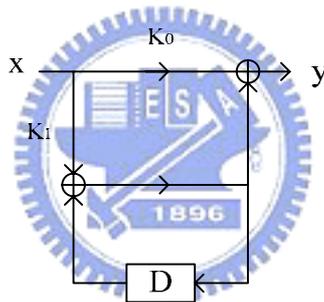


圖 7.3-1 二階迴路濾波器架構

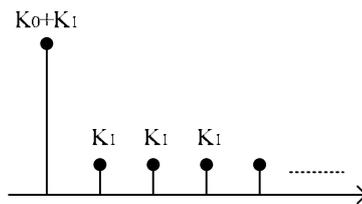


圖 7.3-2 二階迴路濾波器的脈衝響應

在 4.3.3 節裡面已經有介紹過在每一個估計出來的取樣時脈偏移($\hat{\gamma}$)和載波頻率偏移(\hat{b})都會經過二階的迴路濾波器(Loop Filter)，目的就是希望緩和雜訊所產生估計誤差的干擾，而此濾波器的轉移函數為 $F(Z) = K_0 + K_1 \frac{z}{z-1}$ 其架構如圖 7.3-1 所示，圖 7.3-2 則為其脈衝響應。在收斂係數(K_0, K_1)的挑選原則已

經在 4.3.3 節介紹，挑選原則除了必須考慮偵測的方式外，領航訊號的子載波數目也會影響到 $\hat{t}_{\Delta,l}$ 估計的收斂情形，因為在 20MHz 頻寬的環境下只有 4 個領航訊號子載波；而在 40MHz 頻寬的環境下卻有 6 個領航訊號子載波可以估計的更精準，因此頻率上的多樣性也會影響收斂的情形。

圖 7.3-3 為 -100ppm 取樣時脈偏移時取樣時脈收斂的模擬，可以說明估計出來的值的確可以收斂到 $-100ppm = -10^{-4}$ 的位置。

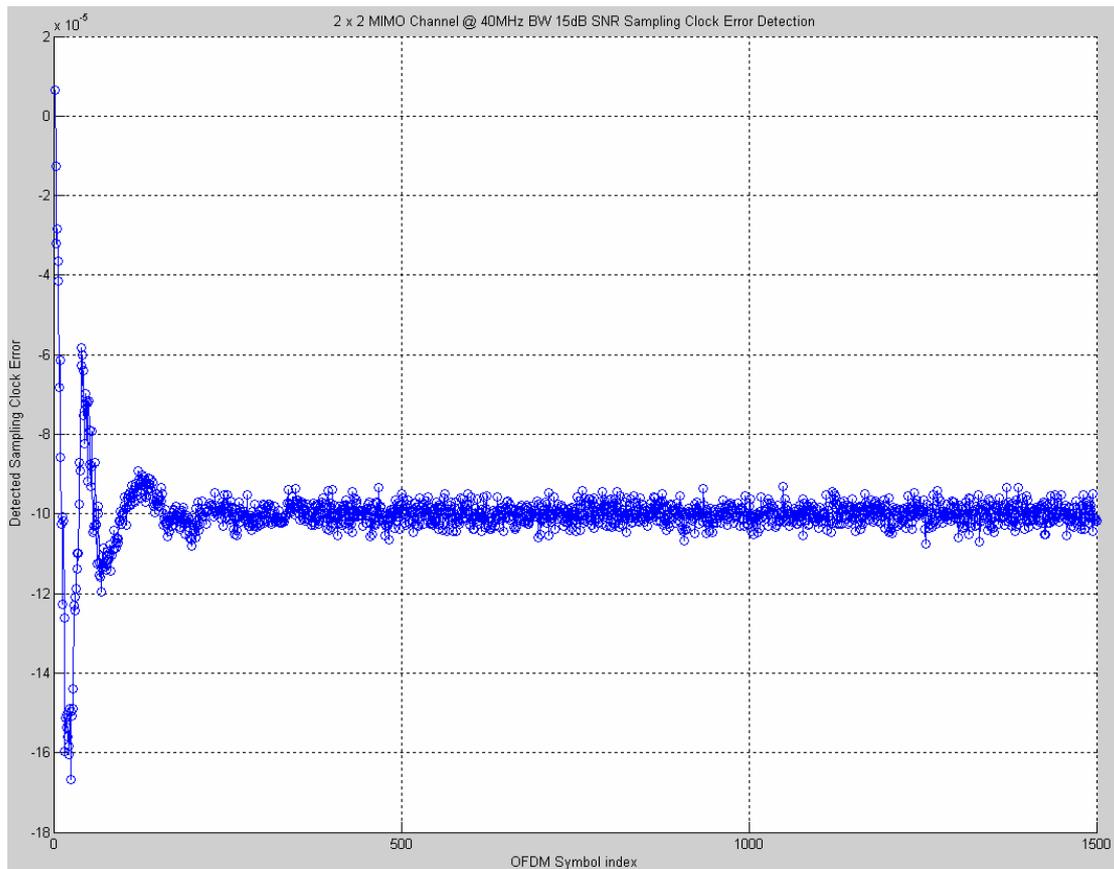


圖 7.3-3 取樣時脈與載波頻率同步的收斂

取樣時脈偏移的初始值給定

此外為了加快取樣時脈偏移的收斂，會在第一個長前置符元利用其連續傳送兩次相同訊號的特性，利用和領航訊號相同的方法偵測所有載波頻率的相角變化，計算其斜率，預先估計出取樣時脈偏移作為迴路濾波器的初始值。初始值給定就是希望讓迴路濾波器可以更快速的收斂。原本迴路濾波器的初始值都是給定為零，因此如果要達到 100ppm 需要從 0ppm 開始追蹤，但是如果假設有給定初始

值 50ppm 這樣取樣時脈收斂的時間將可以縮短。取樣時脈縮短可以讓整體的錯誤率下降、效能提升。圖 7.3-4 為模擬在取樣時脈-100ppm 偏移，40MHz 頻寬應用的兩種通道環境下，估計初始值和正確偏移值之間的差異期望值。顯示當在 4 根接收天線的情況下，訊雜比必須比 4dB 還大，初始值才能幫助收斂；2 根接收天線的情況下，訊雜比要高於 9dB，初始值才能幫助收斂；1 根接收天線的情況下，訊雜比要高於 15dB，初始值才能幫助收斂。

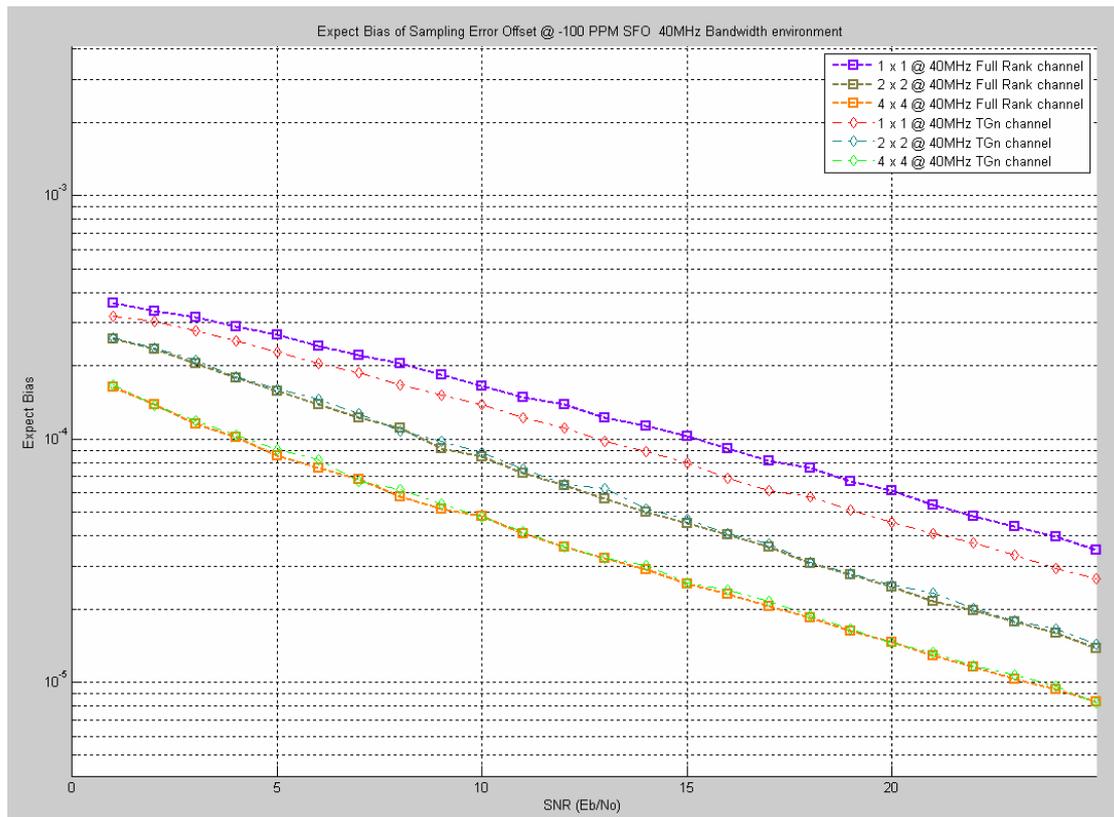


圖 7.3-4 40MHz 頻寬應用取樣時脈初始值的偏移期望值

圖 7.3-5 為模擬在取樣時脈-100ppm 偏移，20MHz 頻寬應用的兩種通道環境下，估計初始值和正確偏移值之間的差異期望值。顯示當在 4 根接收天線的情況下，訊雜比必須比 13dB 還大，初始值才能幫助收斂；2 根接收天線的情況下，訊雜比要高於 18dB，初始值才能幫助收斂；1 根接收天線的情況下，訊雜比要高於 25dB，初始值才能幫助收斂。很明顯的由於頻率多樣性的關係，在相同的訊雜比之下，40MHz 頻寬的應用相較於 20MHz 頻寬的應用可以比較精準的估計出初始取樣時脈偏移。

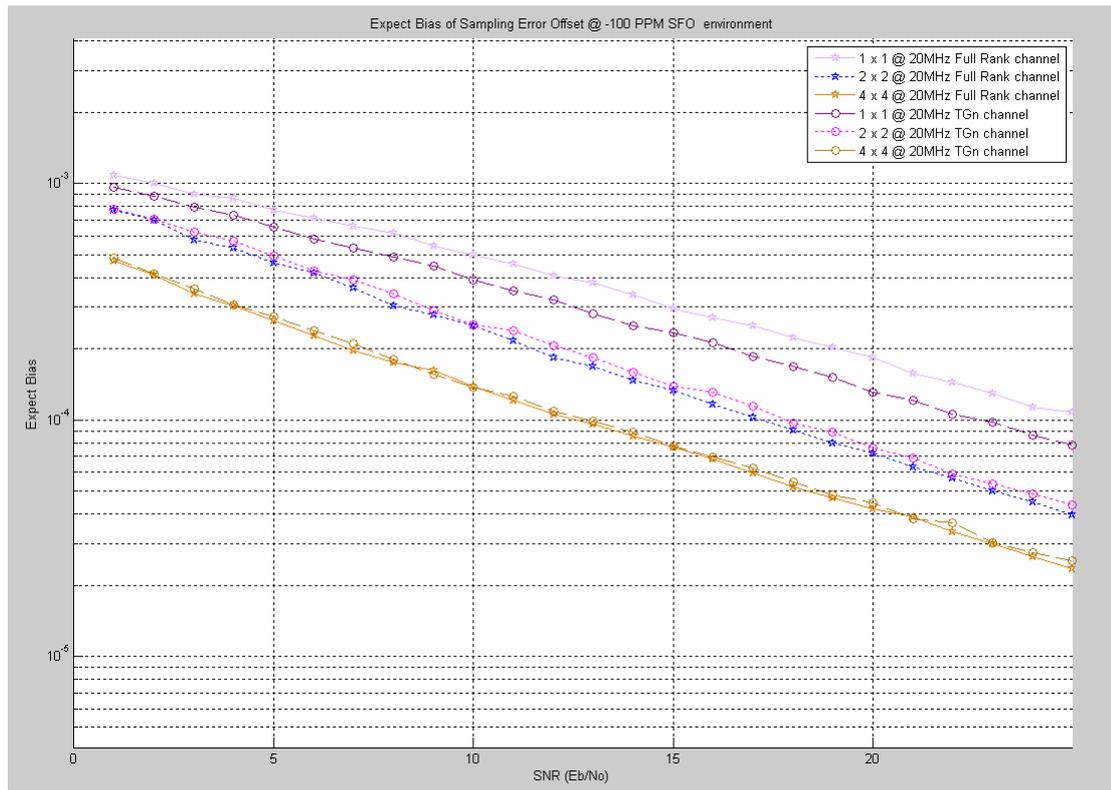


圖 7.3-5 20MHz 頻寬應用取樣時脈初始值的偏移期望值

7.4 取樣時脈偏移的補償

藉由 SCED 估計出來的取樣時脈偏移訊息，取樣時脈誤差補償(Sampling Clock Error Compensation, SCEC)要利用這些訊息決定重採樣的時間點位置，如圖 7.2-1 所示[21]，重採樣後的訊號可以視為正確時脈下的正確取樣時間訊號點。而 SCEC 的處理方式就如同圖 7.4-1(a)所示輸入訊號的週期為 T_s' 的 $x(mT_s')$ 而輸出訊號週期則為 T_s 的 $y(kT_s)$ 。利用一個重建濾波器 $R_I(t)$ 可以把輸入週期為 T_s' 的訊號重建出連續時間的訊號 $y(t)$ ，在經過 T_s 的取樣後即可。觀念上來說重採樣器可以用一個內插器等效之，而此內差器概念會是一個很特別，含有類比與數位方式的取樣數率轉換，在此暫且就用圖 7.4-1(b)表示之。

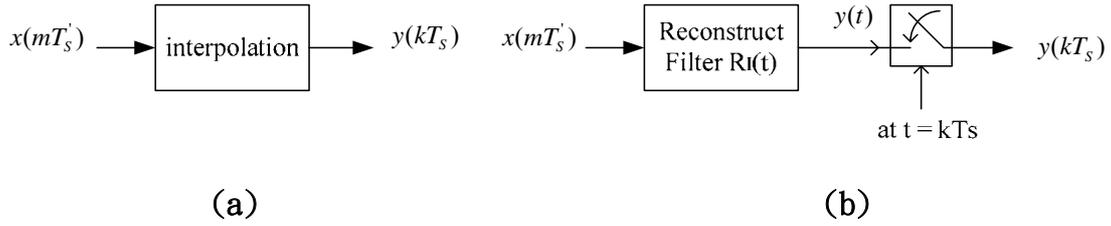


圖 7.4-1 取樣時脈偏移的補償概念

式(7.3)表示出連續時間的重建濾波器輸出，將 $y(t)$ 取樣在 $t=kT_s$ 的時間點即可以得到取樣時脈週期為 T_s 的取樣點，如式(7.4)。式(7.4)的 m 為輸入訊號的指標(Index)。

$$y(t) = \sum_m x(mT_s') R_l(t) \quad \text{式(7.3)}$$

$$y(kT_s) = \sum_m x(mT_s') R(kT_s - mT_s') \quad \text{式(7.4)}$$

將 kT_s 做和 T_s' 關係連結的處理如式(7.5)和式(7.6)，式中的 $\text{int}[x]$ 代表的是最大但小於 x 的正整數，於是 m_k 是一個正整數， μ_k 是小數部份， $0 \leq \mu_k < 1$ 。時間上的關係可以在圖 7.4-2 觀察出指標彼此間的關係。 kT_s 於是可以用式(7.7)表示之。將式(7.7)代回到式(7.4)，定義 $i = m_k - m$ 於是 $(kT_s - mT_s')$ 化簡為 $(i + \mu_k)T_s'$ ，式(7.4)因此可以用式(7.8)重新表示，這樣替換可以讓 $y(kT_s)$ 的公式裡面的 T_s 全部換為 T_s' 。

$$m_k = \text{int}\left[\frac{kT_s}{T_s'}\right] \quad \text{式(7.5)}$$

$$\mu_k = \frac{kT_s}{T_s'} - m_k \quad \text{式(7.6)}$$

$$kT_s = (m_k + \mu_k)T_s' \quad \text{式(7.7)}$$

$$y(kT_s) = y\left[(m_k + \mu_k)T_s'\right] = \sum_i x\left((m_k - i)T_s'\right) R_l\left((i + \mu_k)T_s'\right) \quad \text{式(7.8)}$$

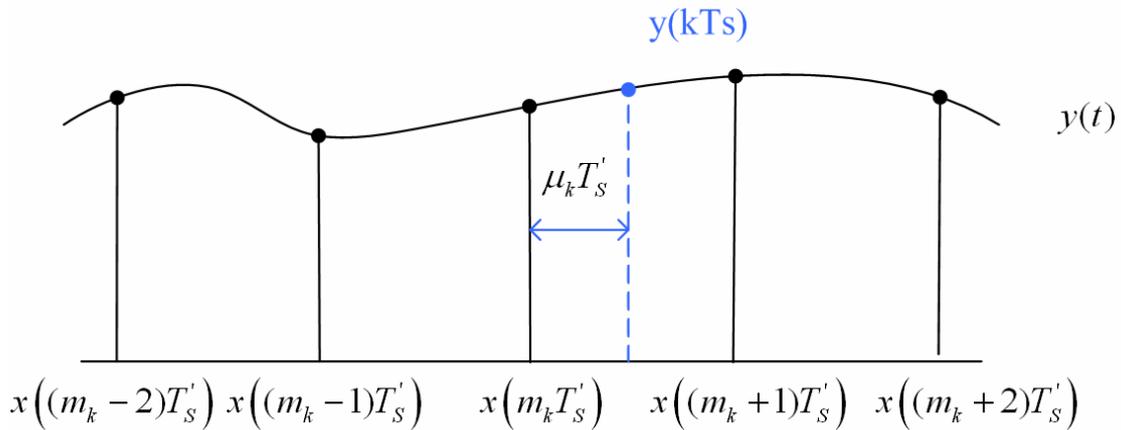


圖 7.4-2 重採樣時的時間指標關係圖

我們知道一個有限頻寬的訊號 $x(t)$ ，藉由充分的取樣可以利用理想的重建濾波器完全地回復 $x(t)$ 。理想的濾波器的脈衝響應如式(7.9)是一個 sinc 函數。

$$R_f(t) = \text{sinc}\left(\frac{t}{T'_S}\right) \quad \text{式(7.9)}$$

因此式(7.8)可以被改寫為式(7.10)，此 sinc 濾波器具有無限脈衝響應 (Infinite Impulse Response, IIR)、非因果(Non-Causal)的不可實踐特性，所以必須要作截取(Truncation)的動作。在此以 $2I+1$ 點截取 sinc 函數，所以式(7.10)可以進一步的改寫為式(7.11)，然而為了追求內插的精確度，一般的情形下 I 必須要相當的大而且計算很複雜，為了降低運算量的理由，我們提議使用比較廣為接受以多項式為基礎的內插法：B-樣條內差(B-Spline Interpolation)。

$$y(kT'_S) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} x((m_k - i)T'_S) \text{sinc}(i + \mu_k) \quad \text{式(7.10)}$$

$$y(kT'_S) = \sum_{i=-I}^I x((m_k - i)T'_S) \text{sinc}(i + \mu_k) \quad \text{式(7.11)}$$

7.4.1 B-樣條(B-Spline)的基本原理

樣條是分段式(Piecewise)多項式函數而且每一分段是緩和的連續的相接。而此相接的點稱為節點(Knot)。節點與節點之間甚至可以不等距。一個 n 階的樣條其每一分段式函數都是 n 階的多項式。樣條原理廣泛的被使用在訊號內插，包含影像處理、圖形理論都很常此使用之。在眾多的樣條裡面，有一類非常特別的

樣條多項式稱為 B-樣條。它第一次是由 Schoenberg 在 1946 年提出[22]，這是由於所有的多項式樣條可以由一組線性的位移 B-樣條的線性組合而成[23]。

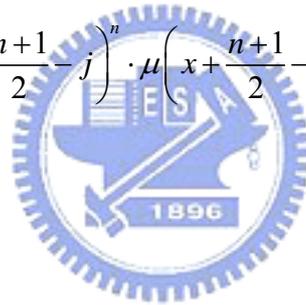
定義一個子空間 S_n 此子空間包含了所有連續分段式多項式函數，這些多項式函數最多 n 階而且 $n-1$ 次微分依然是連續的多項式函數。B-樣條的可以提供以 S_n 為基底的任何訊號。因為一般的數位訊號處理都是以一個固定時間間距的訊號呈現，所以在此也是使用時間間距是固定的數位訊號。因此任何在 S_n 裡面的函數 $\phi^n(x)$ 皆可以用式(7.12)代表之[23]。 $\beta^n(x)$ 就是 n 階的 B-樣條，其值就如式(7.13)所示。 $\mu(x)$ 是一個步階函數如式(7.14)； $\binom{n+1}{j}$ 定義在式(7.15)； $\{c(i)\}$ 是由輸入訊號決定的 B-樣條的係數，將會在下一節作介紹。

$$\phi^n(x) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} c(i)\beta^n(x-i) \quad \text{式(7.12)}$$

$$\beta^n(x) \triangleq \sum_{j=0}^{n+1} \frac{(-1)^j}{n!} \binom{n+1}{j} \left(x + \frac{n+1}{2} - j\right)^n \cdot \mu\left(x + \frac{n+1}{2} - j\right) \quad \text{式(7.13)}$$

$$\mu(x) = \begin{cases} 0, & x < 0 \\ 1, & x \geq 0 \end{cases} \quad \text{式(7.14)}$$

$$\binom{n+1}{j} = \frac{(n+1)!}{(n+1-j)!j!} \quad \text{式(7.15)}$$



根據式(7.12)任何存在於 S_n 的多項式樣條 $\phi^n(x)$ 都可以用很多平移後的 B-樣條作 $\{c(i)\}$ 加權表示。而且此存在係數 $\{c(i)\}$ 是唯一的。在後面的章節將以式(7.12)進行訊號的重建並內差出我們需要的時間點說明。在此之前我們必須先把多項式樣條的特性做說明。

多項式樣條的特性：

1. 迴旋(Convoluting)特性：一個 n 階的 B-樣條可以藉由一個 $n-1$ 階的 B-樣條和 0 階的 B-樣條作迴旋得到；或是 0 階的 B-樣條自己迴旋 n 次得到，如式(7.16)。

$$\beta^n(x) = \beta^{n-1}(x) * \beta^0(x) = \beta^0(x) * \beta^0(x) * \dots * \beta^0(x) \quad \text{式(7.16)}$$

圖 7.4.1-1 簡單的介紹了 0 階到 3 階 B-樣條之間的迴旋關係。

2. 從 B-樣條的定義，式(7.17)可以導出遞迴(Recursive)的特性。

$$\beta^n(x) = \frac{\left(\frac{n+1}{2} + x\right)\beta^{n-1}\left(x + \frac{1}{2}\right) + \left(\frac{n+1}{2} - x\right)\beta^{n-1}\left(x - \frac{1}{2}\right)}{n} \quad \text{式(7.17)}$$

這樣的特性也說明了 n 階的 B-樣條可以由比較低階的 B-樣條重建出。利用此遞迴特性式(7.18)可以說明 B-樣條的微分性質。

$$\frac{\partial \beta^n(x)}{\partial x} = \beta^{n-1}\left(x + \frac{1}{2}\right) - \beta^{n-1}\left(x - \frac{1}{2}\right) \quad \text{式(7.18)}$$

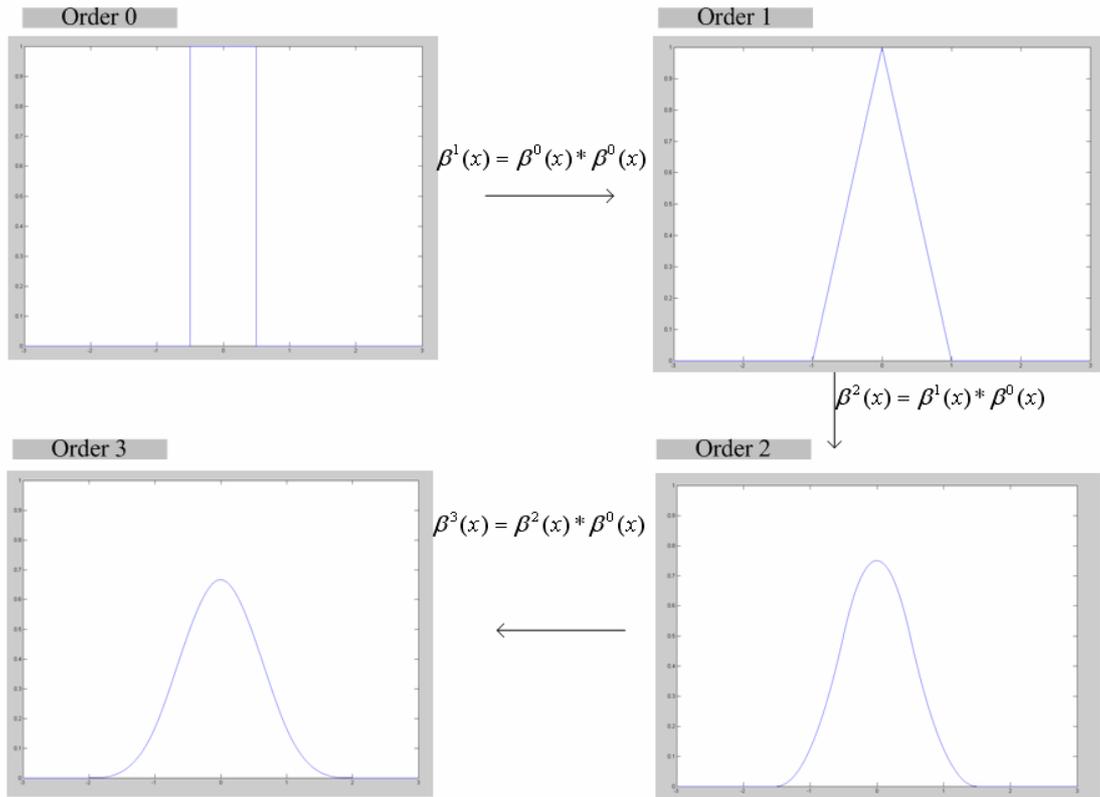


圖 7.4.1-1 連續時間 B-樣條 0 到 3 階的迴旋關係

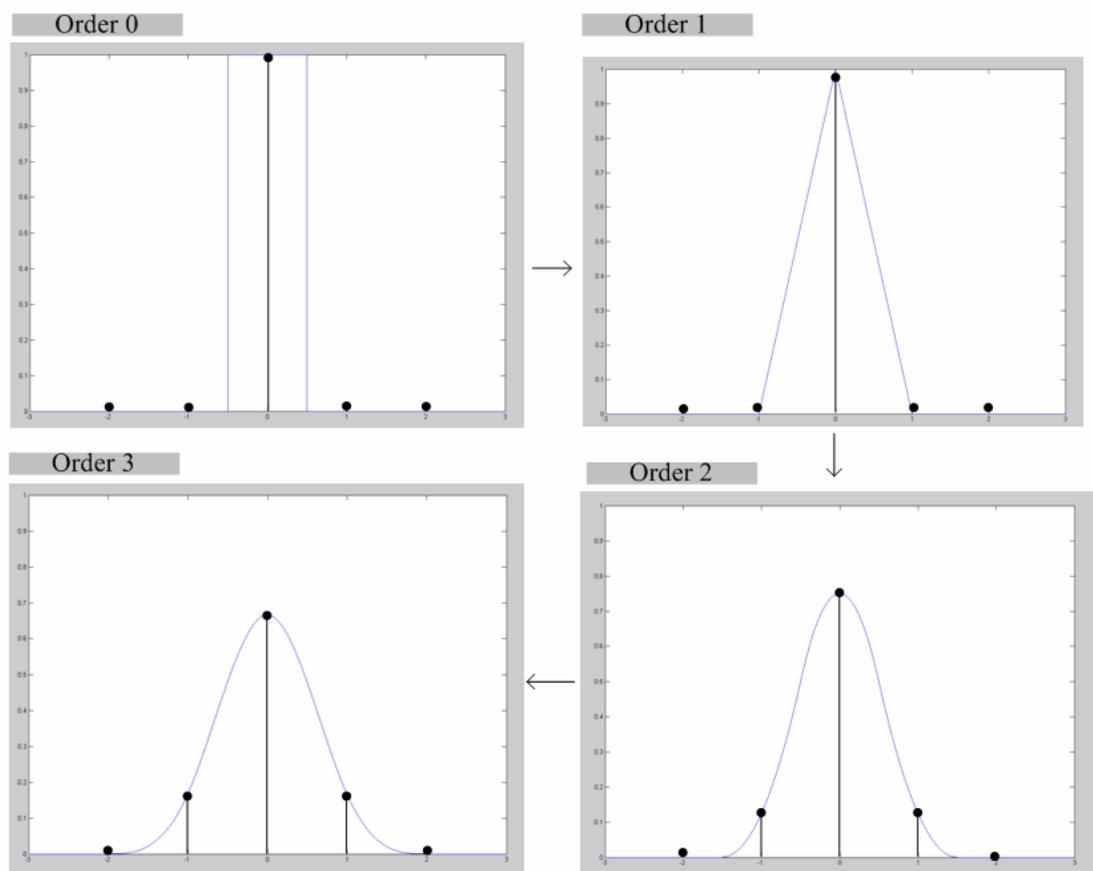


圖 7.4.1-2 離散時間 B-樣條 0 到 3 階的迴旋關係

在這之前所介紹的 B-樣條都是連續時間的訊號，為了使用 B-樣條在離散時間的訊號，在此必須研究連續時間 B-樣條取樣後的離散時間 B-樣條特性。離散時間 B-樣條取樣的表示式如式(7.19)，圖 7.4.1-2 則可以表示其連續時間上取樣的情形。如果把式(7.19)的離散時間訊號作 z 轉換可以得到式(7.20)的結果。經過整理後可以在表 7.4.1 得知整理結果。其中 $\Gamma^n(z)$ 是 $b^n(k)$ 向右移 1/2 的 z 轉換結果。

$$b^n(k) \equiv \beta^n(k) = \sum_{j=0}^{n+1} \frac{(-1)^j}{n!} \binom{n+1}{j} \left(k + \frac{n+1}{2} - j\right)^n \cdot \mu\left(k + \frac{n+1}{2} - j\right) \quad \text{式(7.19)}$$

$$B^n(z) \equiv \sum_{k=-\infty}^{\infty} b^n(k) \cdot z^{-k} \quad \text{式(7.20)}$$

n	$B^n(z)$	$\Gamma^n(z)$
0	1	1

1	1	$\frac{z+1}{2}$
2	$\frac{z+6+z^{-1}}{8}$	$\frac{z+1}{2}$
3	$\frac{z+4+z^{-1}}{6}$	$\left(\frac{z+1}{2}\right)\left(\frac{z+22+z^{-1}}{24}\right)$
4	$\frac{z^2+76z+230+76z^{-1}+z^{-2}}{384}$	$\left(\frac{z+1}{2}\right)\left(\frac{z+10+z^{-1}}{12}\right)$
5	$\frac{z^2+26z+66+26z^{-1}+z^{-2}}{120}$	$\left(\frac{z+1}{2}\right)\left(\frac{z^2+236z+1446+236z^{-1}+z^{-2}}{1920}\right)$

表 7.4.1 離散時間 B-樣條以及位移 B-樣條的 z 轉換

7.4.2 B-樣條係數的選取

經過取樣可以得到的訊號 $\{s(k)\}, k = -\infty, \dots, \infty$ ，為了從 $\{s(k)\}$ 內插出需要的訊號點，我們必須找到一個多項式函數表示 $\{s(k)\}$ 的連續時間波形。式(7.21)為一個必須要滿足在時間點 $k = -\infty, \dots, \infty$ 和原本的取樣訊號相同限制的多項式函數。根據式(7.21)可以得知 $s(k)$ 是 $b^n(k)$ 和 $c(k)$ 做迴旋(Convolution)的結果如式(7.22)；而經過 z 轉換後可以表示為式(7.23)。這樣的結果代表著 $\{c(k)\}$ 可以藉由一個 B-樣條的反濾波器 $B^n(z)^{-1}$ 求得如式(7.24)。 $B^n(z)^{-1}$ 可以根據定義求得如式(7.25)。

$$\phi^n(x) \Big|_{x=k} = \sum_{i=-\infty}^{\infty} c(i)b^n(k-i) = s(k), \quad \text{where } k = -\infty, \dots, \infty \quad \text{式(7.21)}$$

$$s(k) = b^n(k) * c(k) \quad \text{式(7.22)}$$

$$S(z) = B^n(z) \cdot C(z) \quad \text{式(7.23)}$$

$$C(z) = B^n(z)^{-1} S(z) \quad \text{式(7.24)}$$

$$B^n(z)^{-1} = \frac{1}{\sum_{k=-\infty}^{\infty} b^n(k)z^{-k}} \quad \text{式(7.25)}$$

B-樣條的係數計算過程稱為”直接轉換(Direct Transform)”，而 $B^n(z)^{-1}$ 則稱為預濾波器(Prefilter)如圖 7.4.2-1。

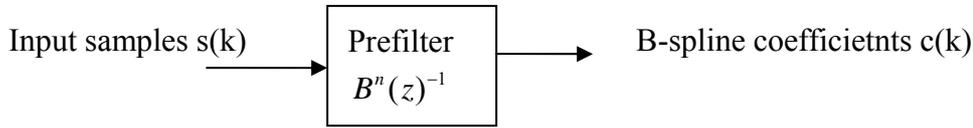


圖 7.4.2-1 係數直接轉換的預濾波器

7.4.3 具 Farrow 架構的內插方式

任何和第 k 個取樣點距離 $d(0 \leq d < 1)$ 的內插訊號值都可以寫成式(7.26)。為了方便表示在此定義 $k' = k - i$ 因此可以改寫式(7.26)為式(7.27)。指標 k' 從 $-\infty$ 到 ∞ 硬體上做不出來，但是從離散時間 B-樣條的定義發現，B-樣條的值只在 $-K_1$ 到 K_2 範圍不是零，因此式(7.27)可以化簡為式(7.28)。其中 K_1 和 K_2 的值可以在式(7.29)中獲得， n 代表使用的 B-樣條階數，式中的 $\text{int}[x]$ 代表的是最大但小於 x 的正整數。舉例來說當 $n=1$ 時 $[K_1; K_2]=[1; 0]$ ；當 $n=3$ 時 $[K_1; K_2]=[2; 1]$ 。圖 7.4.3-1 可以說明此兩個例子。

$$\phi^n(x) \Big|_{x=k+d} = \sum_{i=-\infty}^{\infty} c(i) \beta^n(k+d-i) \quad \text{式(7.26)}$$

$$\phi^n(k+d) = \sum_{k'=-\infty}^{\infty} c(k-k') \beta^n(k'+d) \quad \text{式(7.27)}$$

$$\phi^n(k+d) = \sum_{k'=-K_1}^{K_2} c(k-k') \beta^n(k'+d) \quad \text{式(7.28)}$$

$$K_1 = \text{int}[n/2]+1 \quad \text{and} \quad K_2 = \text{int}[n/2] \quad \text{式(7.29)}$$

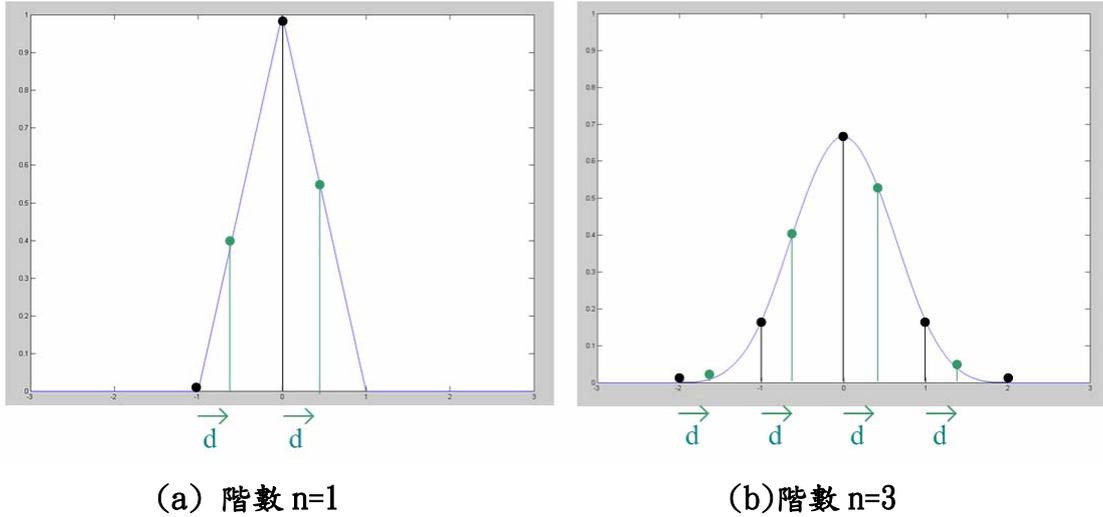


圖 7.4.3-1 位移 d 的離散時間 B-樣條取樣

截至目前為止我們已經可以將整個內差器的架構勾勒出來於圖 7.4.3-2，針對一個 Farrow 架構可以把 $\beta^n(k'+d)$ 改寫為式(7.30) 的形式，其中係數 $a_p(k')$ 定義在式(7.31)。最後於是將式(7.28)的 $\phi^n(k+d)$ 轉換成濾波器係數固定的式(7.32)表示式。

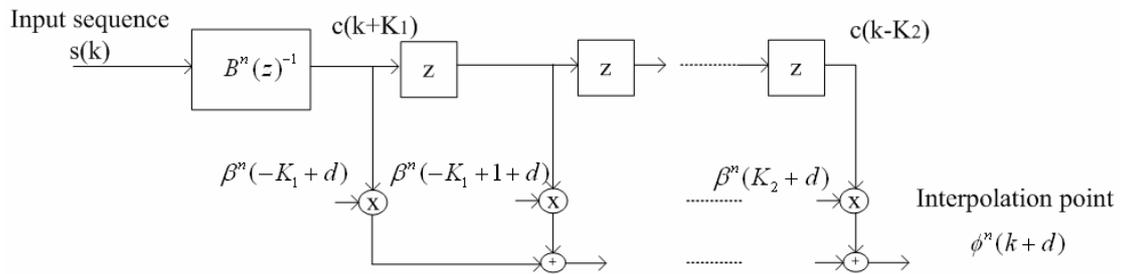


圖 7.4.3-2 距離 d 的 B-樣條內插器架構

$$\beta^n(k'+d) = \sum_{p=0}^n a_p(k') \cdot d^p \quad \text{式(7.30)}$$

$$a_p(k') = \sum_{j=0}^{n+1} \frac{(-1)^j}{n!} \binom{n+1}{j} \binom{n}{p} \left(k' + \frac{n+1}{2} - j\right)^{n-p} \mu\left(k' + \frac{n+1}{2} - j + d\right) \quad \text{式(7.31)}$$

$$\phi^n(k+d) = \sum_{k'=-K_1}^{K_2} \left[c(k-k') \cdot \left(\sum_{p=0}^n a_p(k') d^p \right) \right] \quad \text{式(7.32)}$$

式(7.32)的內插結構就稱為 Farrow 結構如圖 7.4.3-3。在這樣的濾波器結構，係數是與要內差距離 d 無關的，而且可以經由階數 n 的決定後就可以計算出

來，無須再改變。對於不同的內插距離我們僅僅需要改變右邊的乘法器的值，其他裡面的結構都不需要作調整。

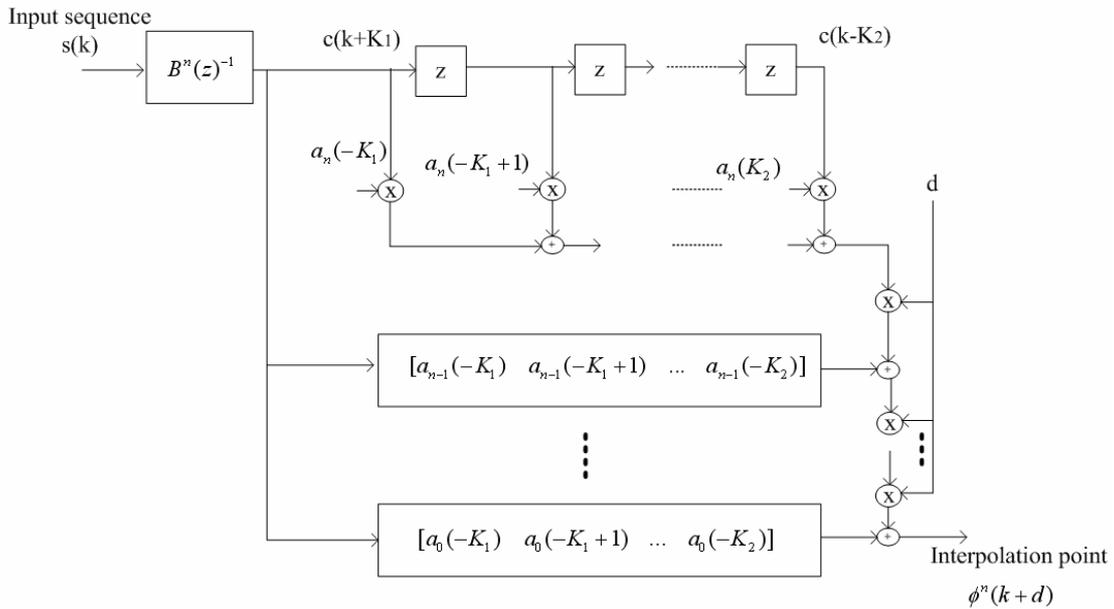


圖 7.4.3-3 具 Farrow 結構的 B-樣條內差器

7.4.4 三階(Cubic)的 B-樣條內插器

對於一個三階(Cubic)B-樣條內差器，式(7.32)中 $n=3$ 可以得到式(7.33)，而式(7.34)、(7.35)為其對應的濾波器係數。從表 7.4.1 可以得知 3 階的反 B-樣條濾波器的 z 轉換為 $B^3(z)^{-1} = \frac{6}{z+4+z^{-1}}$ ，因此三階的 B-樣條內差器可以用圖 7.4.4-1 表示之。因為濾波器的係數皆為常數，所以乘法器可以直接被加法器做取代，唯一需要乘法器的地方只有在右邊的三個和距離 d 有關的乘法器。

$$\phi^3(k+d) = \sum_{k'=-2}^1 c(k-k') \left(\sum_{p=0}^3 a_p(k') \cdot d^p \right) \quad \text{式(7.33)}$$

$$\mathbf{a}_p \equiv [a_p(-2) \quad a_p(-1) \quad a_p(0) \quad a_p(1)], \quad p = 0, 1, 2, 3 \quad \text{式(7.34)}$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{a}_0 \\ \mathbf{a}_1 \\ \mathbf{a}_2 \\ \mathbf{a}_3 \end{bmatrix} = \frac{1}{6} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 4 & 1 \\ 0 & 3 & 0 & -3 \\ 0 & 3 & -6 & 3 \\ 1 & -3 & 3 & -1 \end{bmatrix} \quad \text{式(7.35)}$$

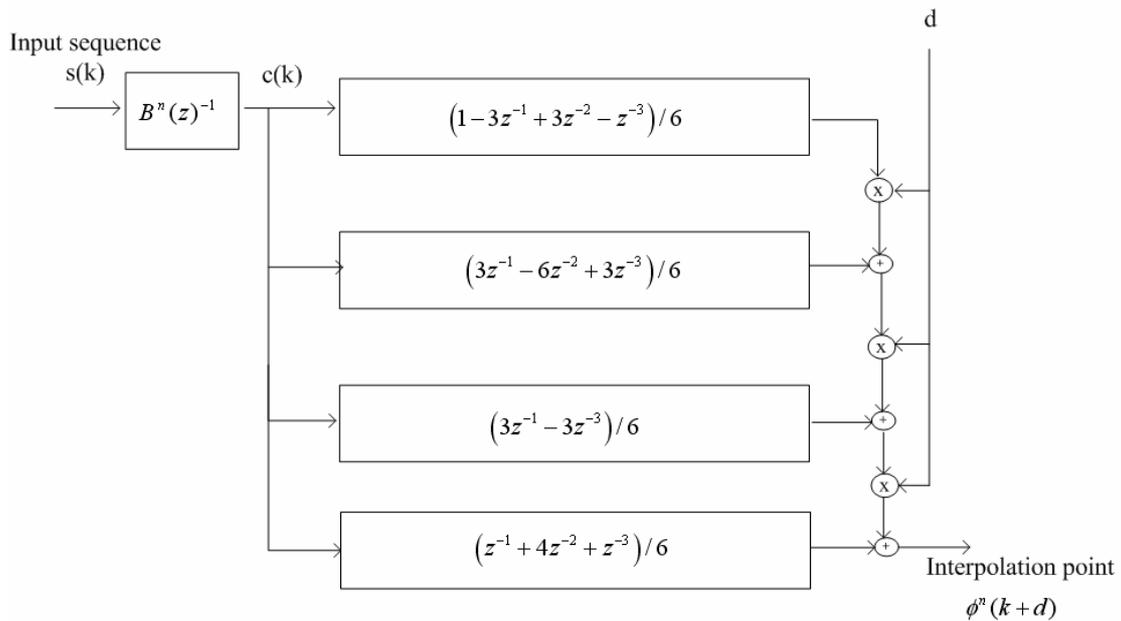


圖 7.4.4-1 距離 d 的三階 B-樣條內差器

7.4.5 FIR 近似的預濾波器(prefilter)

從表 7.4.1 可以得知預濾波器(3 階的反 B-樣條濾波器)的 z 轉換為

$$B^3(z)^{-1} = \frac{6}{z+4+z^{-1}}$$

是一個無限脈衝響應的濾波器，這樣的濾波器會不穩定

(Instabile)，而且需要無限個 tap。為了避免這樣的情形，我們必須要把此無限脈衝響應的濾波器作截取讓它變成有限脈衝響應的濾波器。因此在式(7.36)

我們將 $B^3(z)^{-1}$ 改寫成具有因果(Causal)和非因果(Non-casual)的兩個多項式，

其中 $\alpha = \sqrt{3} - 2$ ，如果我們把式(7.36)的結果做反 z 轉換可以得到時域上的脈衝響應如式(7.37)所示，而此脈衝響應是呈現對稱而且振幅往時間軸的兩邊指數下降，因為 $h^3(n)$ 是一個非因果的濾波器，所以在我們的系統必須對他作截取並且向又平移 8 個 taps，再把剩下的非因果項和超過第 15 個 tap 後的響應全部移除，所以最後的結果會是有 15 個 taps 的有限脈衝響應的濾波器。而此近似預濾波器的脈衝響應可以在圖 7.4.5-1 觀察到。

$$B^3(z)^{-1} \triangleq H^3(z) = \frac{6}{z+4+z^{-1}} = \frac{-6\alpha}{(1-\alpha z^{-1})(1-\alpha z)}$$

$$= \frac{-6\alpha}{(1-\alpha^2)} \cdot \left(\underbrace{\frac{1}{(1-\alpha z^{-1})}}_{\text{causal}} + \underbrace{\frac{1}{(1-\alpha z)} - 1}_{\text{non-causal}} \right) \quad \text{式(7.36)}$$

$$h^3(n) = \frac{-6\alpha}{(1-\alpha^2)} \alpha^{|n|}, \quad n = -\infty, \dots, \infty \quad \text{式(7.37)}$$

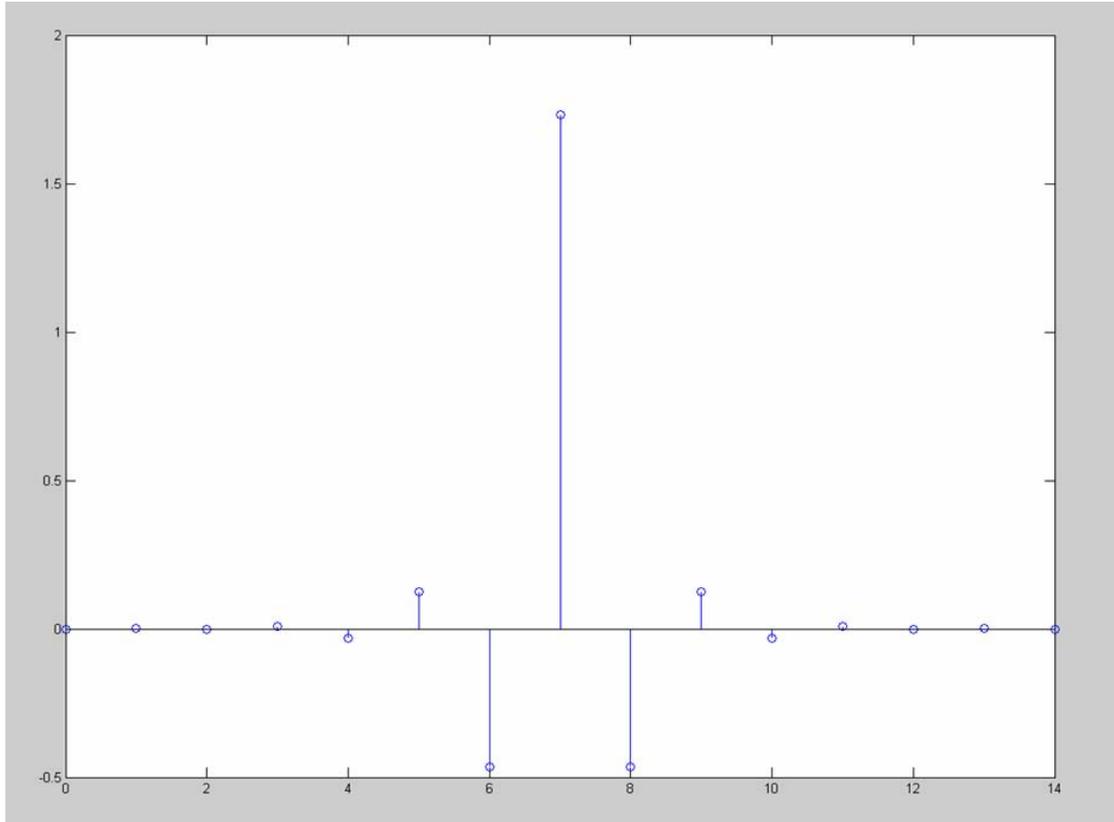


圖 7.4.5-1 經截取後的 FIR 預濾波器脈衝響應

7.5 模擬結果與分析

第四章裡面我們有說明了，領航訊號除了可以補償殘餘載波頻率偏移外，還可以用來追蹤取樣時脈偏移，因此此兩項非理想效應是同時補償的，所以在這裡的模擬會同時說明兩者的補償效應。在圖 7.5-1 和圖 7.5-2 可以看到兩個小圖，上方的圖為取樣時脈的追蹤收斂結果；下方的圖則是殘餘載波頻率偏移追蹤的收斂結果。在此我們的模擬環境為 4x4 的 MIMO 20MHz 通道頻寬、訊雜比為 15dB、Zero-forcing 的方法做領航訊號偵測、取樣時脈偏移為 $\pm 100\text{ppm}$ 、沒有給定取

樣時脈初始值的模擬環境。圖 7.5-1 接收機的取樣時脈為-100ppm 而殘餘載波頻為-11.62Hz 的情形。圖 7.5-2 接收機的取樣時脈為+100ppm 而殘餘載波頻為-529.62Hz 的情形。而這兩個模擬結果也表示了取樣時脈追蹤和殘餘載波頻率追蹤在此演算法的追蹤下是可以正確的補償非理想效應。

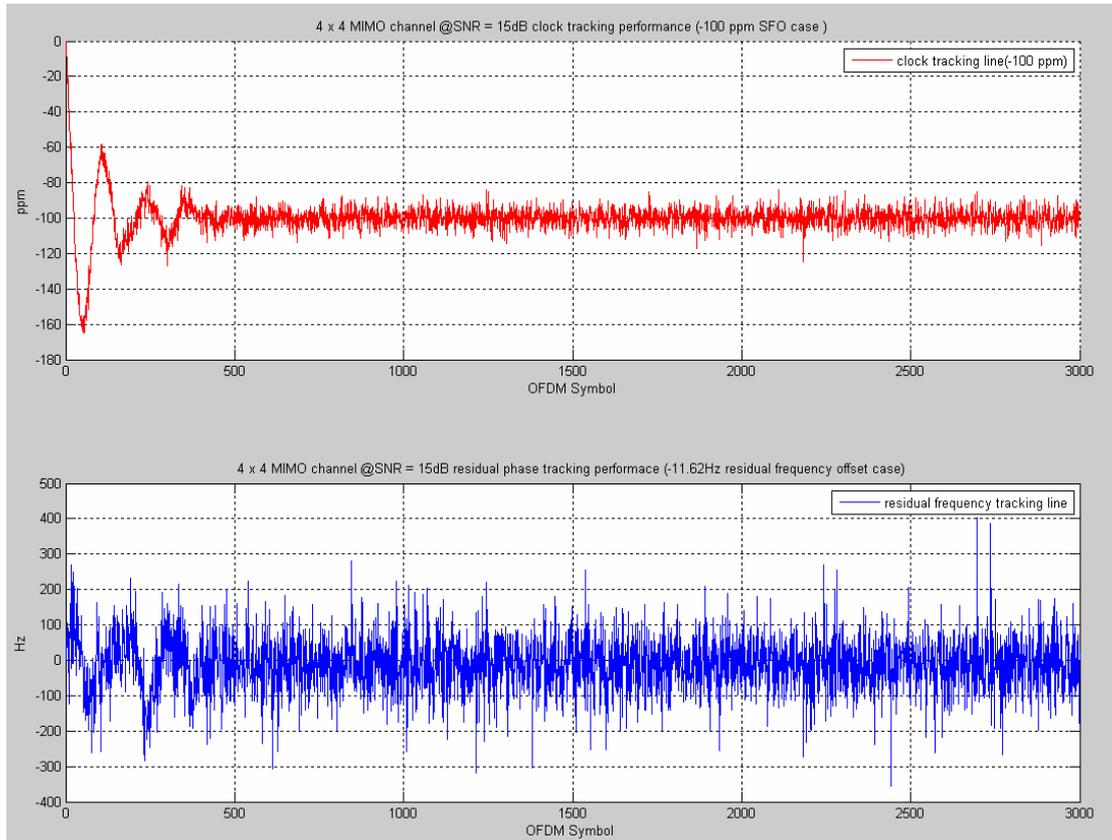


圖 7.5-1 取樣時脈偏移-100ppm 與殘餘載波頻率偏移的追蹤

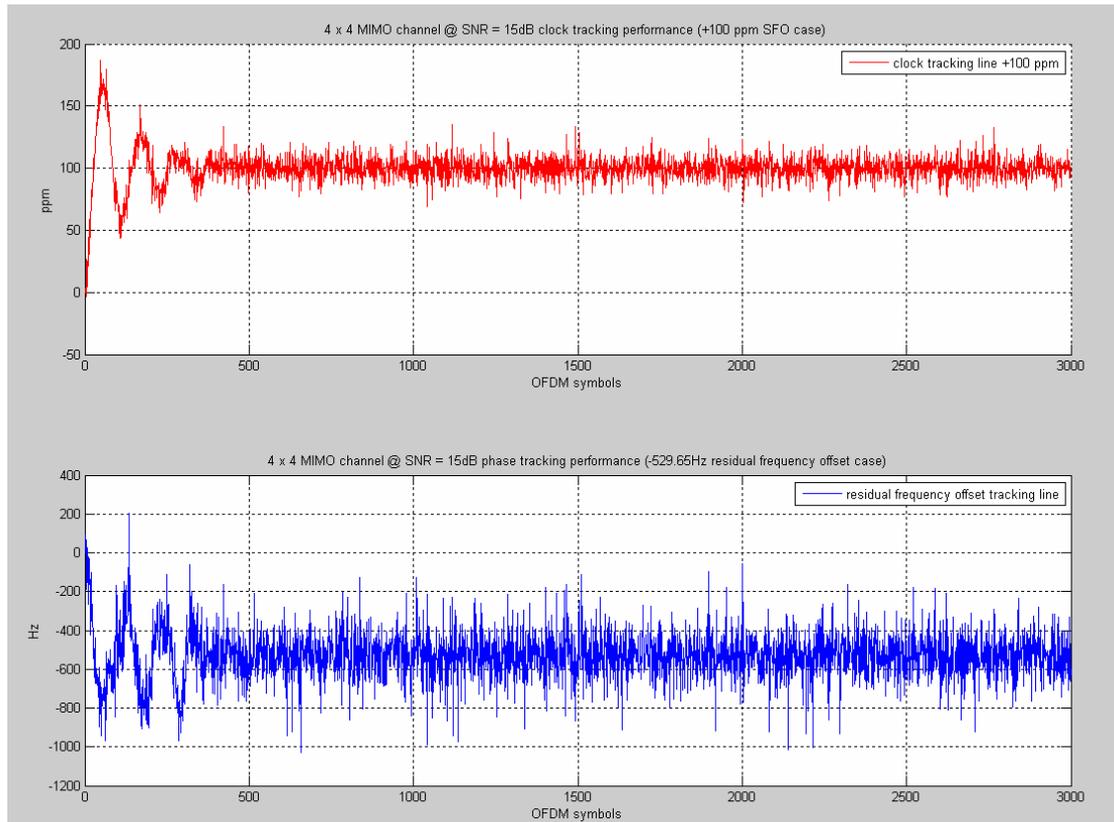


圖 7.5-2 取樣時脈偏移+100ppm 與殘餘載波頻率偏移的追蹤

圖 7.5-3 是模擬結果的比較，其中分為兩組每一組，每一組皆包含三條曲線分別為 SISO、2x2 MIMO、4x4 MIMO，兩組的差異為其中一組是沒有取樣時脈偏移的系統，另一組為具有-100ppm 取樣時脈偏移並且使用我們的演算法補償的系統，其餘的環境因素雙方都相同，包括 IQ 不平衡($\alpha=0.1$, $\theta=5^\circ$)、使用頻寬(40MHz)、訊號偵測方式(Zero-forcing)、載波頻率偏移(20ppm)、超取樣頻率(2倍)。我們可以看到經過取樣時脈偏移的補償後會有一些的效能損失，這樣的損失遠遠勝於不補償錯誤率逼近 0.5 的情況好很多(參考圖 3.2.1-3)，我們也可以發現由於使用到空間的多樣性，4x4 MIMO 系統相較於 SISO 系統擁有比較小的效能損失。超取樣是原本取樣率的兩倍，超取樣對於 B-樣條的內差是一件很重要的事[20]，因為如果沒有超取樣的話，會讓內插的結果不精確造成錯誤率上升，而兩倍超取樣是最低的門檻，當然如果類比訊號轉換器的速度如果夠快超取樣更多倍內插的結果會比較精確，但如果超取樣太多倍，效能提升的效果會變的很不明顯。而在我們的模擬環境中超取樣兩倍也就代表著 40MHz 頻寬的應用環境下必

須要有一個 80MHz 的類比數位轉換器；20MHz 頻寬的應用環境下必須要有一個 40MHz 的類比數位轉換器。

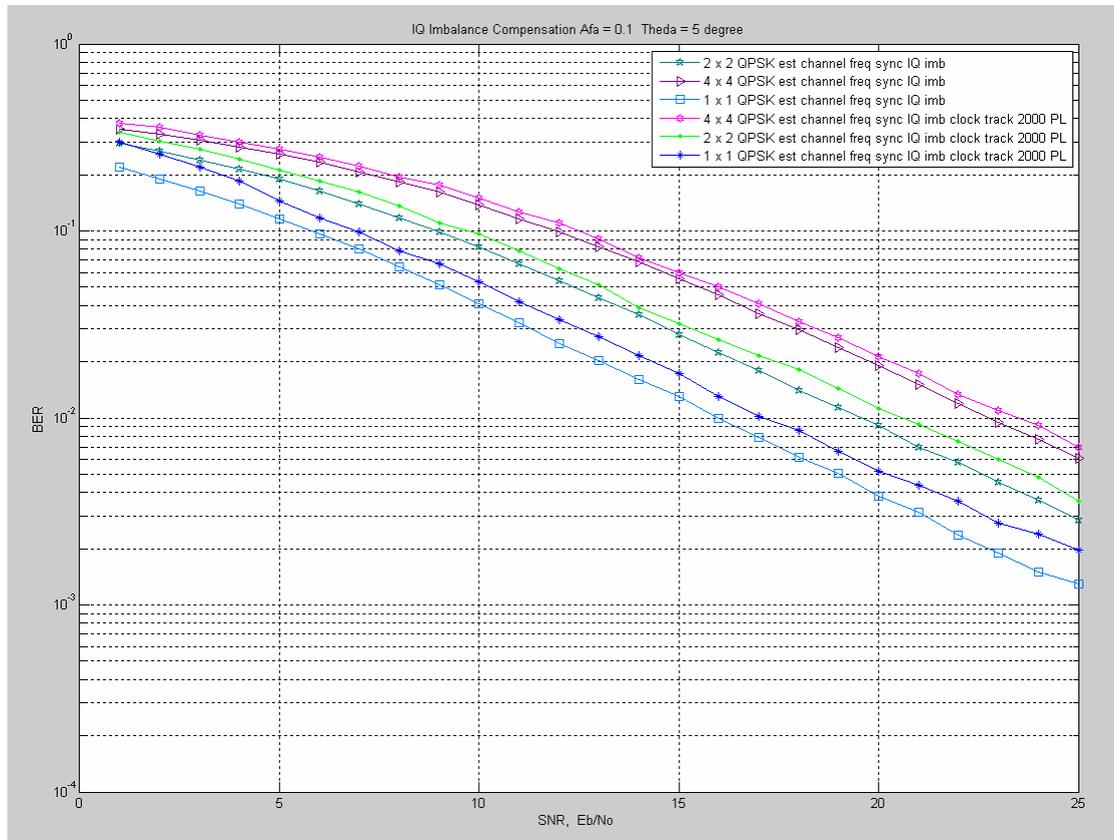


圖 7.5-3 取樣時脈偏移的補償對效能影響的結果

第八章 系統整合的處理程序與效能評估

在此章節裡面我們描述內接收機訊號的整個處理流程，從訊號的接收取樣到最後的偵測解碼。我們也會解釋每一個內接收機訊號處理流程所需要完成的工作，每一個小系統之間的銜接關係。最後再利用錯誤率模擬結果來評估我們內接收機的效能。

8.1 內接收機的系統整合與訊號處理流程

圖 8.1-1 表示的是內接收機訊號處理流程圖，綜合前面幾章的結論，接下來我們要將每一個方塊圖的功能在此作整合性的描述。

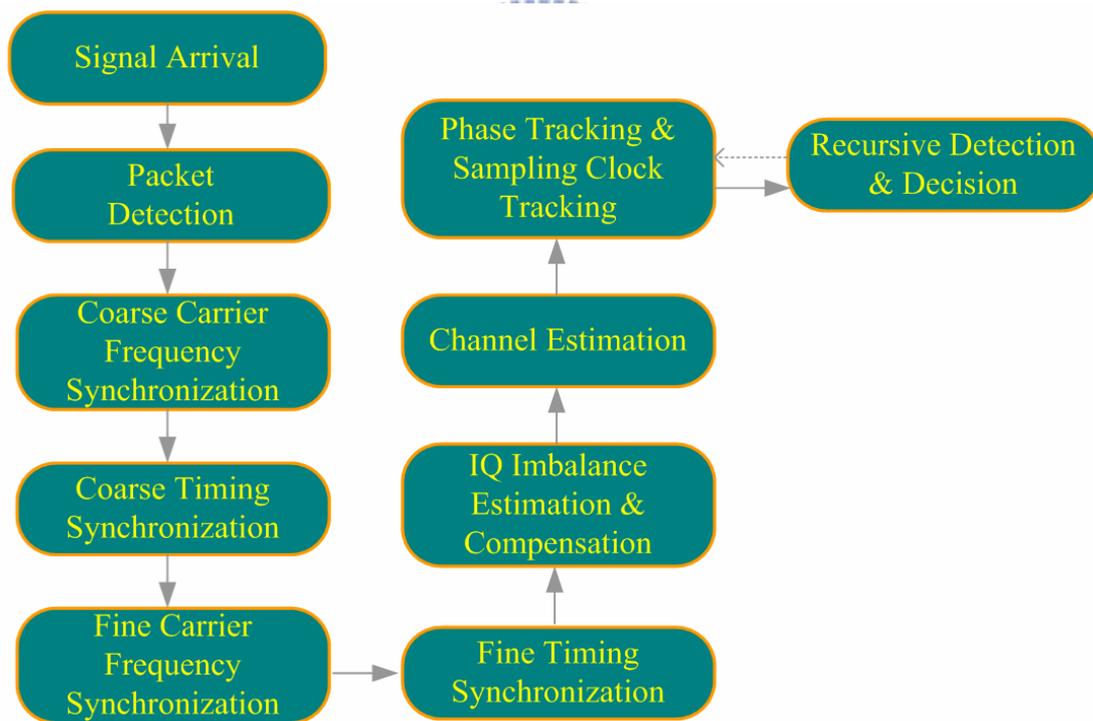


圖 8.1-1 內接收機的訊號處理流程圖

訊號抵達(Signal Arrival):在此指的是自動增益控制器(AGC)完成收斂後的訊號取樣值可靠的時間，通常只要有異於雜訊的訊號被偵測到，自動增益控制器就會開始調整，直到類比數位轉換器可以完全的將類比訊號轉換成數位訊號。

封包偵測(Packet Detection):當類比數位轉換器的取樣數位訊號進入收斂階段後，封包偵測開始判斷接收到的訊號是否為一封包個前置符元，當偵測完確定是一個封包資料後，則開始啟動接下來後面的電路系統。

載波頻率粗調(Coarse Carrier Frequency Synchronization):通常經由接收端的本地震盪器的混頻後，都還會存在一個相當大的載波頻率誤差，而載波頻率粗調可以利用短前置符元大範圍的尋找載波頻率的正確位置，並進行修正，讓後端的系統可以縮小搜尋範圍。

同步時間點的粗估(Coarse Timing Synchronization):經過封包偵測的通知有短前置符元輸入後，同步時間粗估器開始處理經過載波頻率粗調後的短前置符元訊號，目的就是希望偵測短前置符元的結束邊界時間點，並且將此訊息傳遞給載波頻率細估器。

載波頻率細調(Fine Carrier Frequency Synchronization):通常經由載波頻率粗調後，都還會存在一個相較於原本載波頻率誤差比較小的殘餘載波頻率誤差，而載波頻率細調可以利用長前置符元小範圍的尋找殘餘載波頻率的正確位置並進行修正，讓後端的系統受到載波頻率偏移的干擾更進一步的降低，而剩下的沒辦法處理的載波頻率誤差只能靠相位追蹤器去追蹤補償了。

同步時間點的細估(Fine Timing Synchronization):經過上一級的載波頻率細調後的長前置符元，由於殘餘的載波頻率偏移已經很小，所以可以藉由時域上的方法去匹配(Match)其訊號，配合時間同步的粗估訊息，往前回復一點時間，藉由更精確的搜尋第一個長前置符元邊界，估計出最後 OFDM 符元的循環置首邊界，如果在此估計的不佳會造成往後的 OFDM 符元有 ICI 和 ISI 效應，因此這裡的估計一定要確保正確。

IQ 不平衡的估計與補償(IQ Imbalance Estimation and Compensation):經過同步時間點的細估後，即可正確的擷取第一個長前置符元訊號，利用其週期性可以計算出 IQ 不平衡的參數，進而在時域上直接進行補償。由於無線區域網路系統封包長度相較於數位電視廣播系統很短不像需要長時間的接收連續的訊號，所以

IQ 不平衡的效應都是開迴路(Open Loop)的補償，因此為了精確估計所以需要同步時間點的細估後才能開始進行。

通道估計(Channel Estimation):第一個長前置符元經過 IQ 不平衡的補償後，即可藉由同步時間點細估資訊移除循環置首，接著進行快速傅立葉轉換，將 MIMO 通道所有的頻率響應求出，雜訊功率估計也在此進行估計。

相位追蹤與取樣時脈追蹤(Phase Tracking and Sampling Clock Tracking):由於載波頻率不可能百分百完全補償，因此需要藉由前置符元或是領航訊號輸入相位偏移結果，讓相位追蹤器去追蹤殘餘的載波頻率偏移誤差並且補償之；取樣時脈偏移亦會造成相位旋轉，因此也需要藉由前置符元或是領航訊號輸入相位偏移結果，估計完正確的取樣時間點後，利用 B-樣條的方式將正確時間點的訊號內插出。

遞迴式的訊號偵測與決定(Recursive Detection and Decision):資料部份偵測的方法包含 Zero-forcing、MMSE、Zero-forcing VBLAST、MMSE VBLAST。至於領航訊號的部份則只有 Zero-forcing 或是 MMSE 兩種偵測方式。

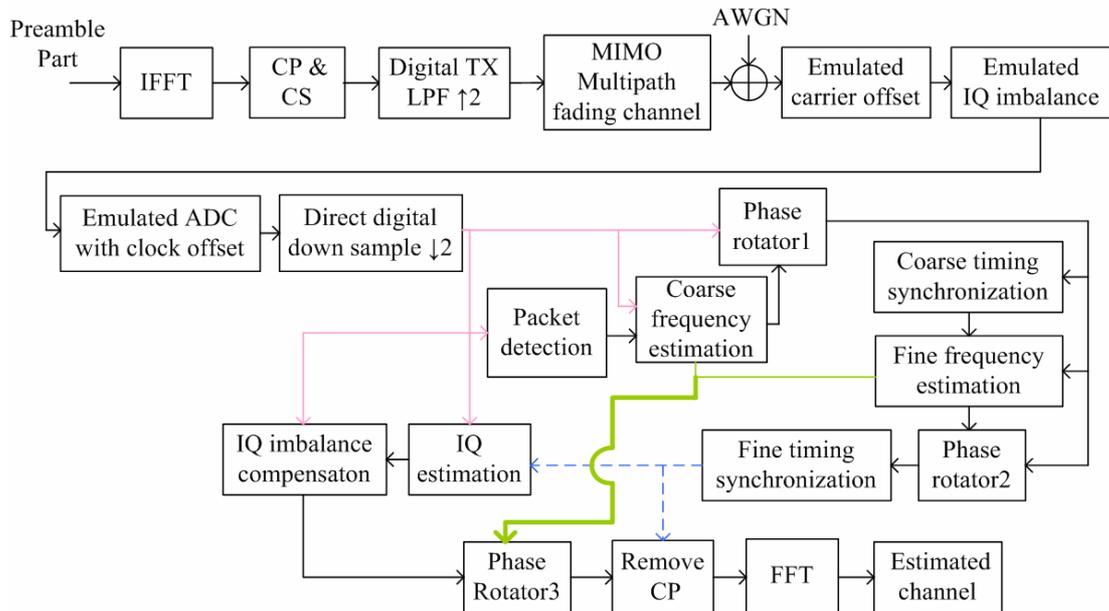


圖 8.1-2 前置符元的訊號處理結構圖

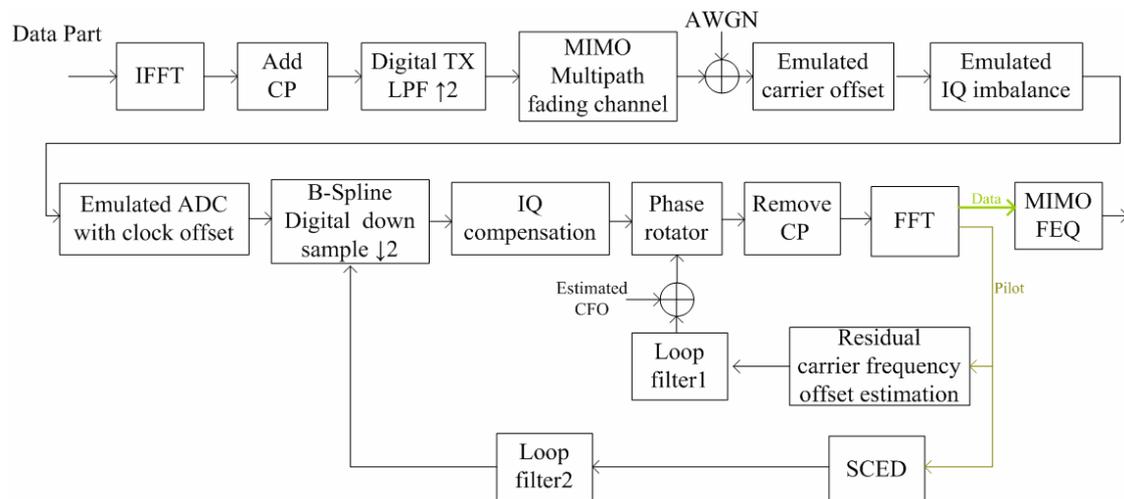


圖 8.1-3 資料符元的訊號處理結構圖

前置符元的訊號處理流程和資料符元的訊號處理流程基本上過程中有一點點不一樣，圖 8.1-2 和圖 8.1-3 分別是其訊號處理結構圖。由於在 IEEE 802.11n 容許的 OFDM 符元數目大幅上升，而且使用頻寬容許 40MHz，因此我們必須使用迴路濾波器讓 CFO 和 SFO 造成的影響可以隨時間不會嚴重的上昇。



8.2 效能評估

在此章節主要是希望可以評估當所有內接收機的演算法結合起來後的系統效能分析。而模擬的相關參數設定就列在表 8.2-1。

系統	IEEE 802.11n
傳輸模式	綠燈區(Green Field)
通道頻寬	20MHz、40 MHz
FFT 大小	64、128
循環置首長度	1/4
載波頻率	2.4GHz
調變方式	QPSK
載波頻率偏移量	± 20 ppm

取樣時脈偏移量	± 100 ppm
超取樣倍率	2
數位重採樣方式	三階 B-樣條內差器
MIMO 資料偵測解碼方式	Zero-forcing、MMSE、VBLAST
IQ 不平衡環境	$\alpha = 0.1 + 0.005 \cdot N(0, 1)$; $\theta = 5^\circ + 0.25^\circ \cdot N(0, 1)$
傳輸天線架構	1x1、2x2、4x4
天線間距	1 個波長(12.5cm)
一個封包的 OFDM 符元數目	2000

表 8.2-1 內接收機的模擬參數

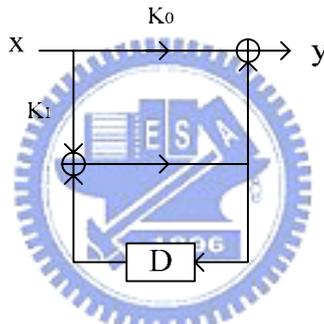


圖 8.2-1 二階迴路濾波器架構

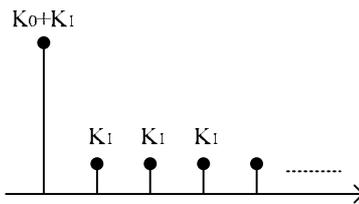


圖 8.2-2 二階迴路濾波器的脈衝響應

表 8.2-2 到 8.2-5 分別為不同的頻寬應用下 SFO 和 CFO 的迴路濾波器挑選結果，為了在收斂速度與擾動之間找到最佳的平衡所設計的結果。根據不同的 OFDM 符元使用範圍，收斂係數的選擇也會跟著改變。根據 4.3.3 節迴路濾波器設計的定義圖 8.2-1 即為二階迴路濾波器的架構；圖 8.2-2 則是迴路濾波器的脈衝響應。在我們將收斂時間過程分為三段，最早的第一段可以快速收斂，容許的偏移也最大，但是擾動也最大；第二段收斂速度比較慢，容許的偏移稍微比較小，擾

動也比較小；最晚的第三段收斂速度最慢，容許的偏移也最小，擾動也是最小。

根據這樣的原則我們整理了所有的迴路濾波器資料如下。

接收天線 數目	1	2	4
(K0, K1)	(0.02, 0.01)	(0.08, 0.016)	(0.04, 0.01)
符元範圍 1	1<40	1<65	1<65
(K0, K1)	(0.02, 0.002)	(0.02, 0.003)	(0.02, 0.004)
符元範圍 2	40<1<380	65<1<400	65<1<400
(K0, K1)	(0.008, 0)	(0.02, 0)	(0.02, 0)
符元範圍 3	1>380	1>400	1>400

表 8.2-2 20MHz 頻寬環境 SFO 迴路濾波器係數

接收天線 數目	1	2	4
(K0, K1)	(0.02, 0.001)	(0.08, 0.016)	(0.04, 0.01)
符元範圍 1	1<40	1<65	1<65
(K0, K1)	(0.02, 0.002)	(0.02, 0.003)	(0.02, 0.004)
符元範圍 2	40<1<380	65<1<400	65<1<400
(K0, K1)	(0.008, 0)	(0.02, 0)	(0.02, 0)
符元範圍 3	1>380	1>400	1>400

表 8.2-3 40MHz 頻寬環境 SFO 迴路濾波器係數

接收天線 數目	1	2	4
(K0, K1)	(0.025, 0.005)	(0.07, 0.02)	(0.04, 0.01)
符元範圍 1	1<40	1<65	1<65
(K0, K1)	(0.02, 0.002)	(0.02, 0.003)	(0.02, 0.004)
符元範圍 2	40<1<380	65<1<400	65<1<400
(K0, K1)	(0.008, 0)	(0.02, 0)	(0.02, 0)
符元範圍 3	1>380	1>400	1>400

表 8.2-4 20MHz 頻寬 CFO 迴路濾波器係數

接收天線 數目	1	2	4
(K0, K1)	(0.025, 0.005)	(0.07, 0.02)	(0.04, 0.01)
符元範圍 1	1<40	1<65	1<65
(K0, K1)	(0.02, 0.002)	(0.02, 0.003)	(0.02, 0.004)
符元範圍 2	40<1<380	65<1<400	65<1<400
(K0, K1)	(0.008, 0)	(0.02, 0)	(0.02, 0)
符元範圍 3	1>380	1>400	1>400

表 8.2-5 40MHz 頻寬 CFO 迴路濾波器係數

圖 8.2-3、8.2-4、8.2-5、8.2-6 是以資料的偵測方式做分類，每一個圖在相同的偵測方式下，使用不同的天線與頻寬資源傳送資料時的錯誤率比較結果。在此以 Zero-forcing、MMSE、Zero-forcing V-BLAST、MMSE V-BLAST 做分組比較。圖 8.2-3 為 Zero-forcing 的偵測方式下的錯誤率結果。依天線數目做分類，

可以看到 4x4 天線架構錯誤率高於 2x2 天線架構錯誤率，1x1 天線架構錯誤率則是最低。依頻寬使用作分類，模擬結果顯示在 MIMO 的傳輸架構下(4x4 和 2x2)40MHz 頻寬的應用相較於 20MHz 頻寬具有比較低的錯誤率；在 SISO 的傳輸架構下(1x1)40MHz 頻寬的應用相較於 20MHz 頻寬具有比較高的錯誤率。

根據第五章的圖 5.2.3-4 和圖 5.2.3-5 初始 SFO 的估計結果，40MHz 頻寬環境初始 SFO 估計精準度高於 20MHz 頻寬環境；另外根據第三章的領航訊號(Pilot Signal)規定，40MHz 頻寬應用擁有 6 個領航載波；20MHz 頻寬應用擁有 4 個領航載波，所以 40MHz 頻寬應用可以讓估計 CFO 和 SFO 的迴路濾波器較快收斂。而在 SISO 的傳輸應用，由於只有一根接收天線，無法提供多樣性增益，40MHz 頻寬應用也僅僅比 20MHz 頻寬應用多了兩個領航訊息。相較於能提供多樣性增益的 MIMO 系統，SISO 系統收斂比較慢，而且擾動(jitter)也會比較大。根據圖 3.2.1-2 我們知道取樣時脈偏移會造成每一個載波的相位旋轉圖會是一斜直線，因此高頻部份的訊號受到的相位旋轉相對於低頻部份大很多，因此高頻部份的錯誤率也就比較大，所以 SISO 系統的寬頻應用(40MHz)錯誤率會比窄頻應用(20MHz)高。

圖 8.2-4 為 MMSE 的偵測方式下的錯誤率結果。依天線數目做分類，可以看到 4x4 天線架構錯誤率高於 2x2 天線架構錯誤率和 Zero-forcing 結果一致。依頻寬應用做分類，MMSE 的模擬結果顯示不論是 20MHz 頻寬應用或是 40MHz 頻寬應用效能都很接近，隨著訊雜比的提升 20MHz 頻寬應用的初始 SFO 也啟用之後，20MHz 和 40MHz 的錯誤率會更接近。另外由於 MMSE 的偵測方式必需估計雜訊功率，根據 4.5.2 節所介紹的雜訊功率估計方法，在我們關心的訊雜比下錯誤率是可以正常收斂的，25dB 的訊雜比錯誤率依然維持，而如果在在大於 25dB 訊雜比環境就必須要將 MMSE 的轉換 Zero-forcing，等效於雜訊功率估計值設為零。

圖 8.2-5 為 Zero-forcing VBLAST 的資料解碼下錯誤率結果。可以發現 4x4 的 MIMO 應用相較於 2x2 的 MIMO 應用具有比較陡的錯誤率下降斜率。依頻寬使用做分類，40MHz 頻寬錯誤率會比 20MHz 頻寬錯誤率低。

圖 8.2-6 為 MMSE VBLAST 的資料解碼下錯誤率結果。依天線數目做分類，可

以發現 VBLAST 在訊雜比大於 11dB 之後 4x4 天線架構的錯誤率會低於 2x2 天線架構錯誤率。在 2x2 的天線架構 20MHz 頻寬應用和 40MHz 頻寬應用具有相當接近的錯誤率。而 20MHz 頻寬應用下 4x4 的天線架構錯誤率依然正常的下降，除了受到雜訊功率誤差造成在大於 20dB 高的訊雜比後錯誤率有稍微影響外，錯誤率正常下降。在 40MHz 頻寬應用下 4x4 的天線架構錯誤率在高訊雜比下會有錯誤率飽和的現象。根據圖 3.2.1-2 我們知道取樣時脈偏移會造成每一個載波的相位旋轉圖會是一斜直線，因此高頻部份的訊號受到的相位旋轉相對於低頻部份大很多，因此高頻部份的錯誤率也就比較大。除此之外在 VBLAST 應用上是用已經解出來的資料作干擾的重建與消除，當高頻部份的相位因為擾動(jitter)現象，相位無法精確的重建與消除，於是 VBLAST 在高頻區段的優勢不在。另外不將擾動變小的原因也是怕前級收斂效果不佳，影響後級的收斂，造成更嚴重的影響，因此擾動不可以太大、也不可以太小必須適當的選取。而高頻錯誤現象只需要在外接收機設計一個交錯器(Interleaver)就可以將錯誤打散，用迴旋編碼(Convolution Coding)解決。



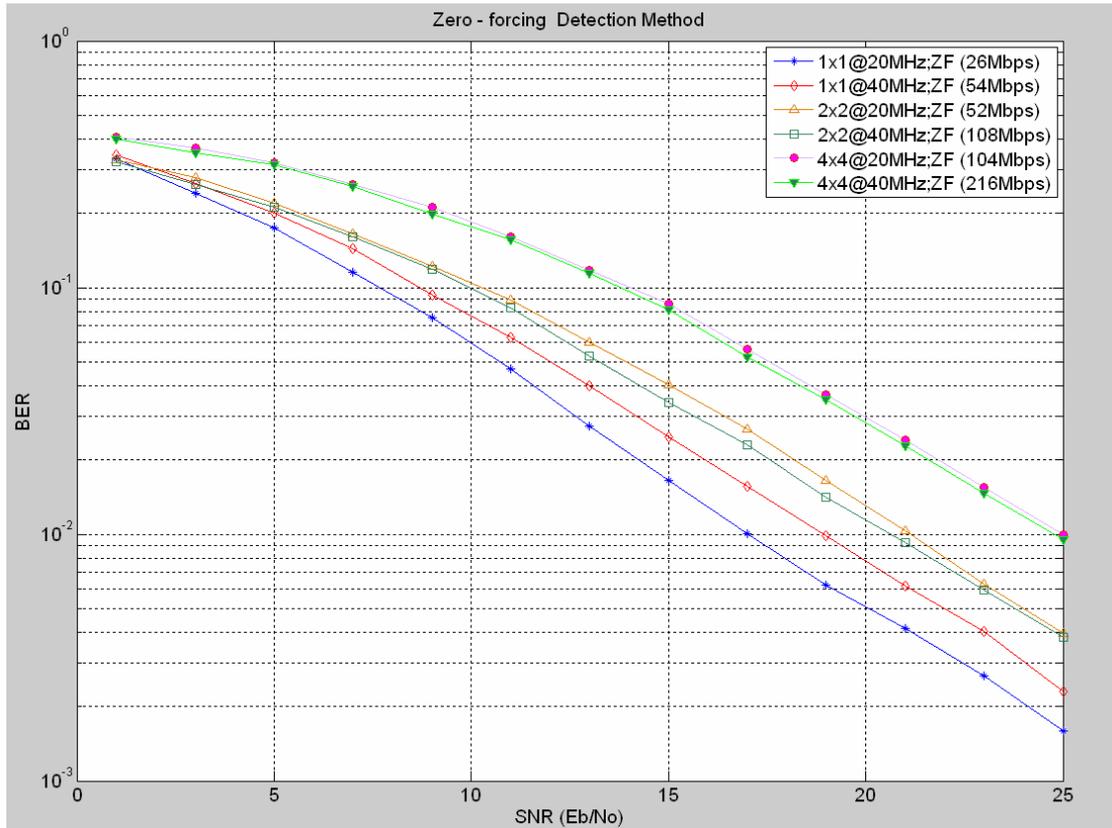


圖 8.2-3 Zero-forcing 的資料偵測

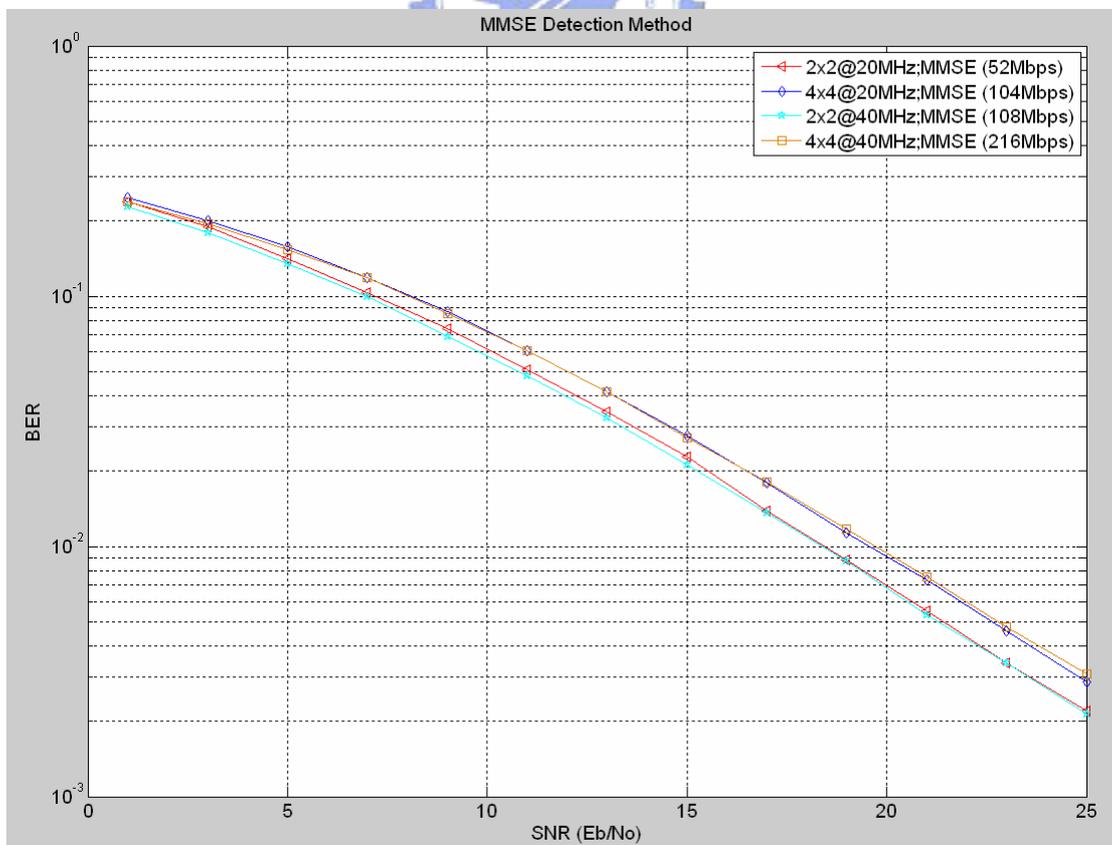


圖 8.2-4 MMSE 的資料偵測

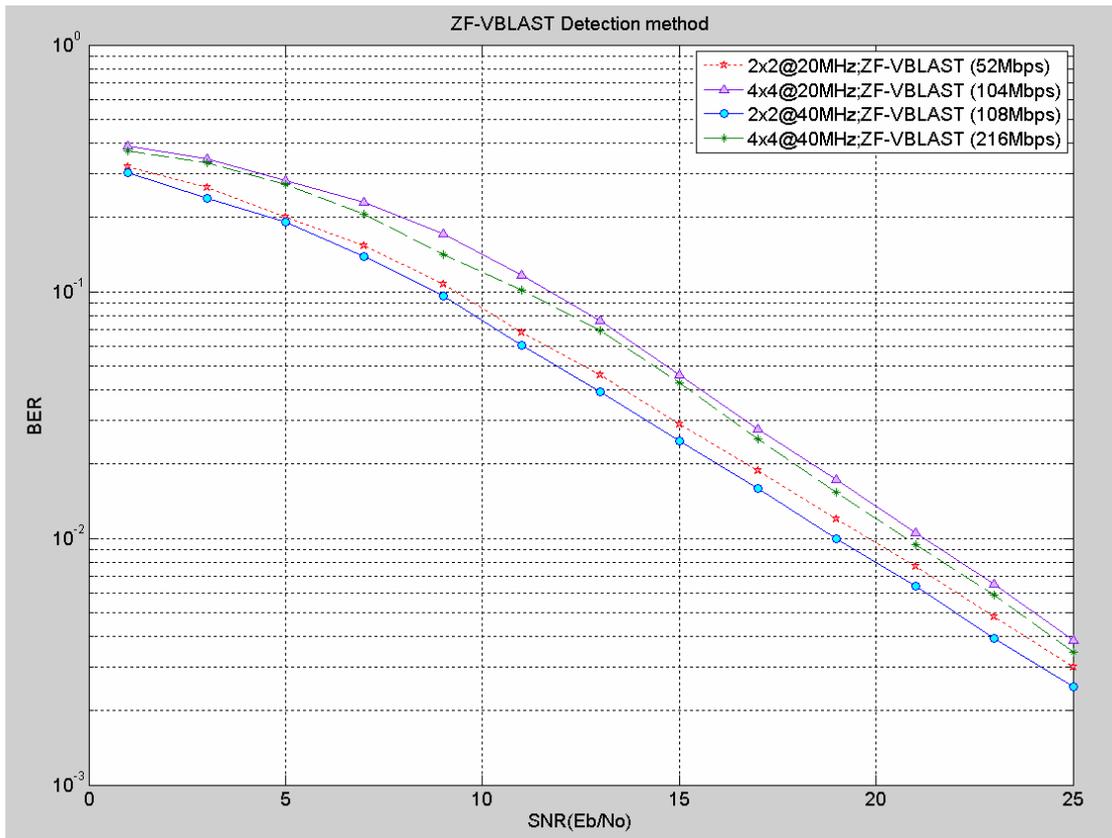


圖 8.2-5 Zero-forcing V-BLAST 的資料解碼

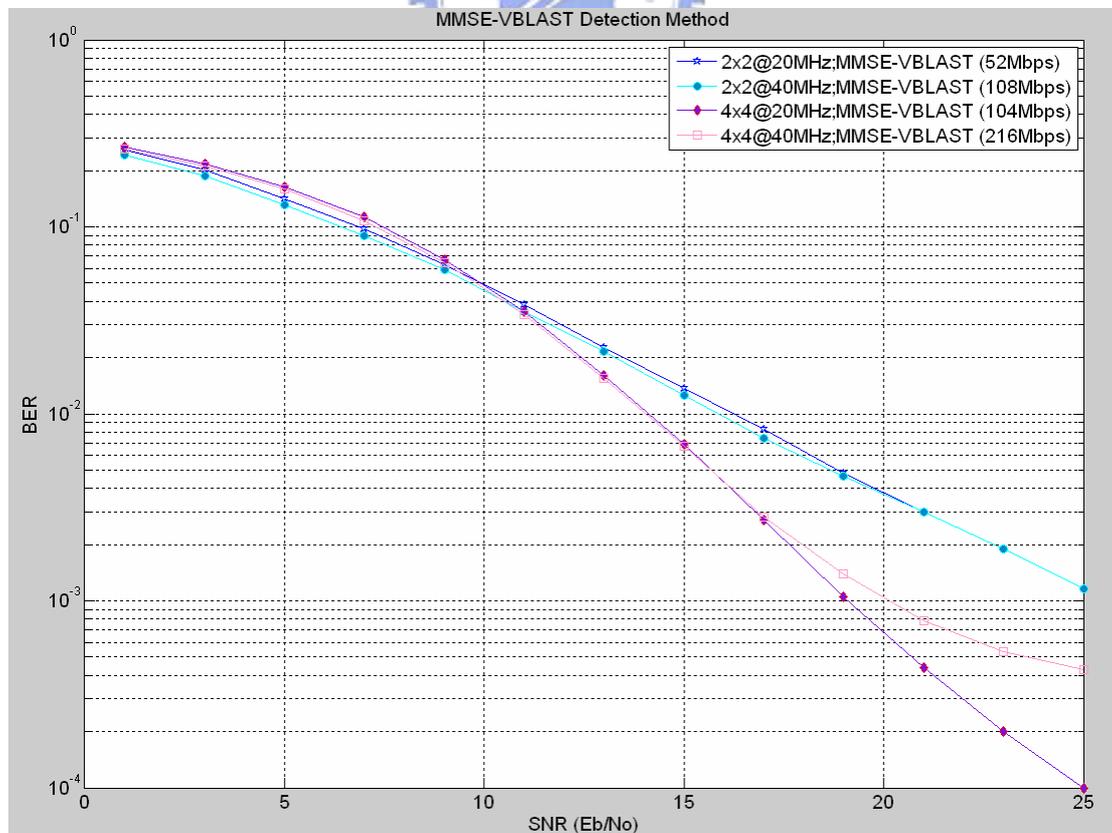


圖 8.2-6 MMSE V-BLAST 的資料解碼

圖 8.2-7、8.2-8、8.2-9、8.2-10 是以頻寬與天線數目等硬體資源做分類，每一個圖在相同的天線數目與頻寬下，使用不同的資料偵測與解碼方式時的錯誤率比較結果。在此分別以 2x2 頻寬 20MHz、4x4 頻寬 20MHz、2x2 頻寬 40MHz、4x4 頻寬 40MHz 做分組比較。

圖 8.2-7 為在 2x2 MIMO 傳輸結構下 20MHz 頻寬應用時不同資料偵測與解碼下錯誤率結果。我們可以清楚的看到以錯誤率做比較下錯誤率由低至高分別為 MMSE-VBLAST、MMSE、Zero-forcing VBLAST、Zero-forcing。

圖 8.2-8 為在 4x4 MIMO 傳輸結構下 20MHz 頻寬應用時不同資料偵測與解碼下錯誤率結果。我們可以清楚的看到以錯誤率做比較下錯誤率由低至高分別為 MMSE-VBLAST、MMSE、Zero-forcing VBLAST、Zero-forcing。但是 Zero-forcing VBLAST 錯誤率下降斜率比 MMSE 大，因此在更高的訊雜比錯誤率會比 MMSE 低。

圖 8.2-9 為在 2x2 MIMO 傳輸結構下 40MHz 頻寬應用時不同資料偵測與解碼下錯誤率結果。我們可以清楚的看到以錯誤率做比較下錯誤率由低至高分別為 MMSE-VBLAST、MMSE、Zero-forcing VBLAST、Zero-forcing。

圖 8.2-10 為在 4x4 MIMO 傳輸結構下 40MHz 頻寬應用時不同資料偵測與解碼下錯誤率結果。我們可以清楚的看到以錯誤率做比較下錯誤率由低至高分別為 MMSE-VBLAST、MMSE、Zero-forcing VBLAST、Zero-forcing。但是 Zero-forcing VBLAST 錯誤率下降斜率比 MMSE 大，因此在更高的訊雜比錯誤率會比 MMSE 低。

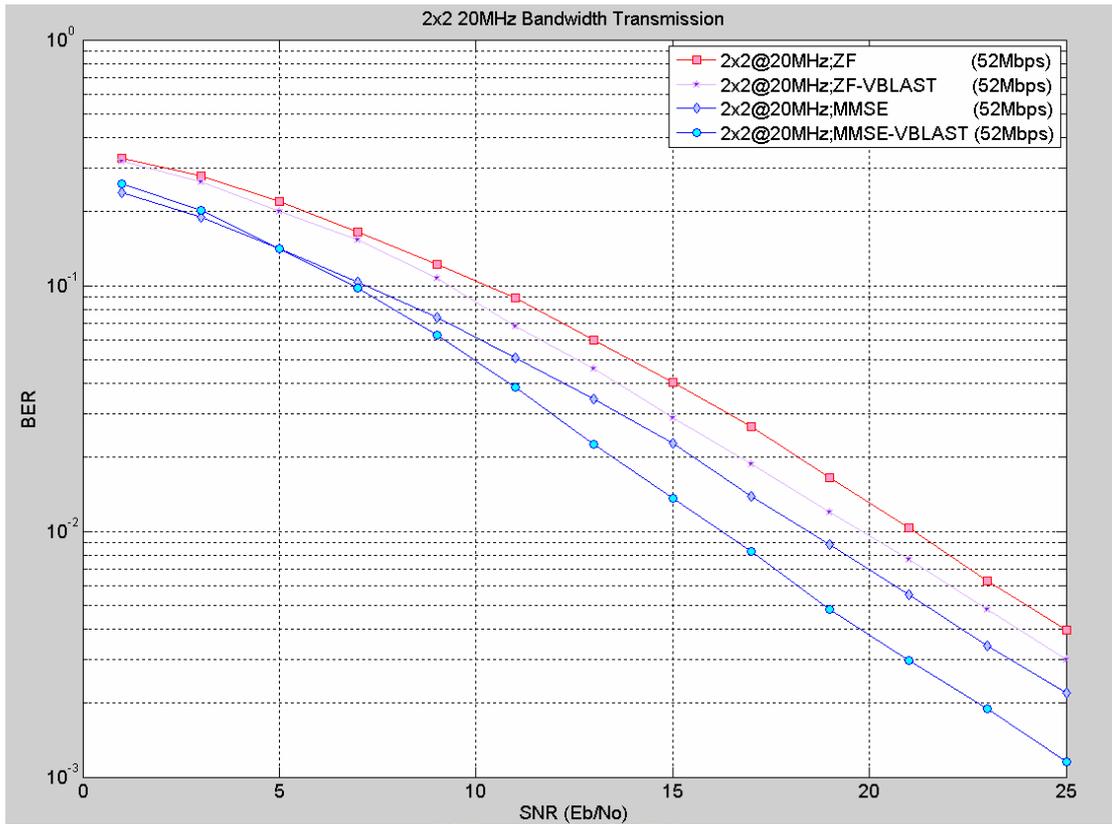


圖 8.2-7 2x2 MIMO 頻寬:20MHz

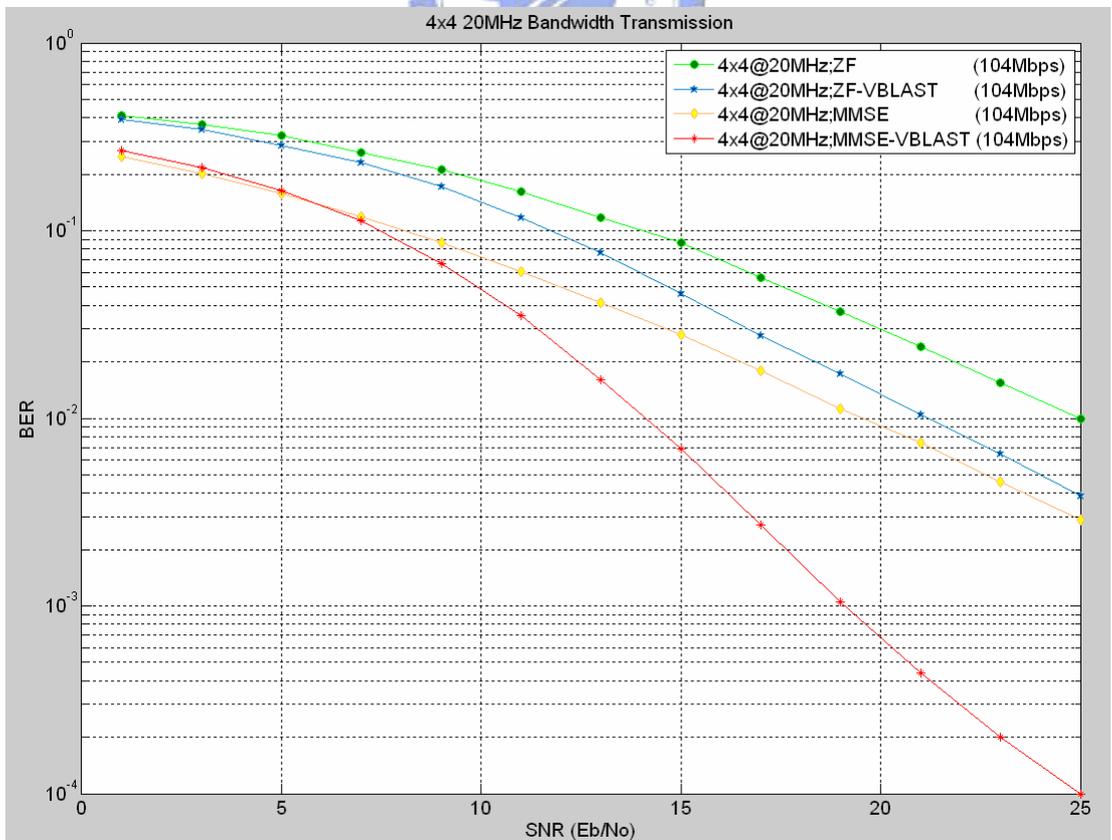


圖 8.2-8 4x4 MIMO 頻寬:20MHz

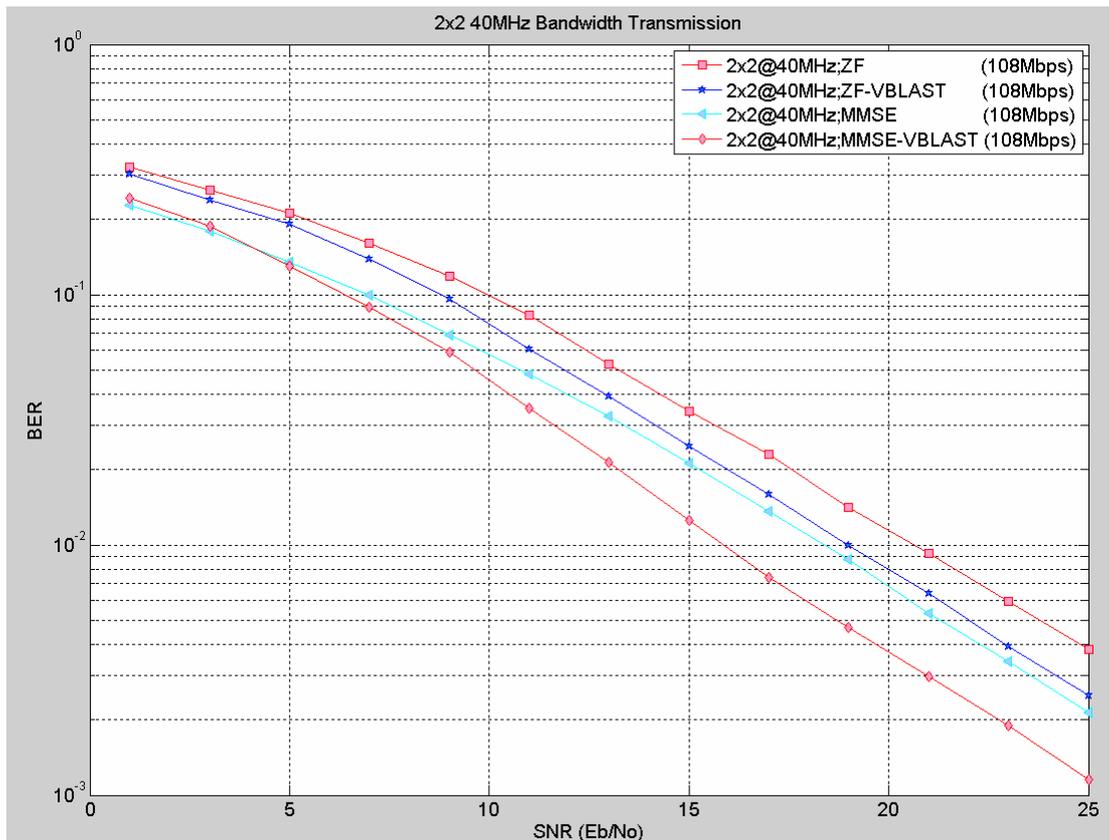


圖 8.2-9 2x2 MIMO 頻寬:40MHz

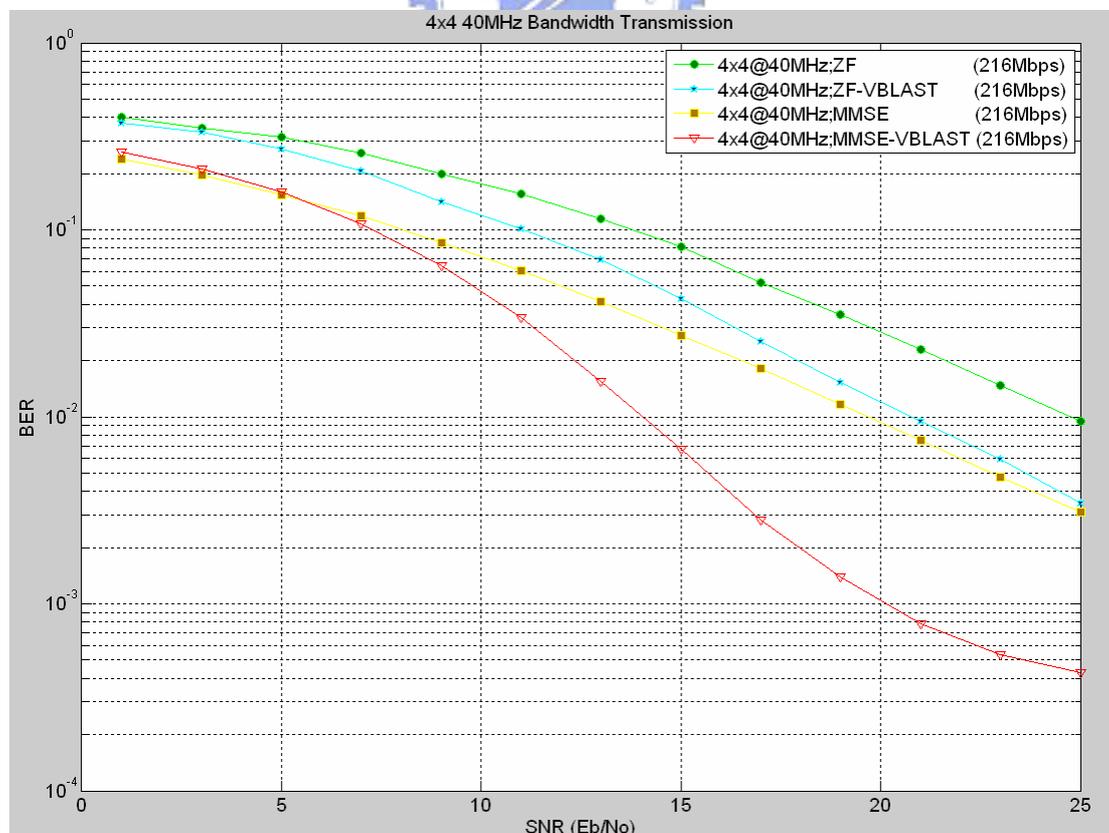


圖 8.2-10 4x4 MIMO 頻寬:40MHz

第九章 結論與未來展望

結論

IEEE 802.11n 被視為下一代無線區域網路的標準，從 1.0 版草案出爐至今已有一年多的時間，而本論文的研究在於希望根據此提案的規格，建立一個具有可實踐的接收機演算法，其中包含初始同步，追蹤迴路，IQ 不平衡補償，通道估計，以及資料的偵測。初始同步包含封包偵測、符元邊界粗估與細估、載波頻率的估計與補償；追蹤迴路則包括載波頻率追蹤(相位追蹤)、取樣時脈偏移的追蹤與內插；IQ 不平衡補償演算法包含 IQ 不平衡參數估計與補償的演算法；通道估計則是利用前置符元(Preamble)將不同的通道分離出來；資料的偵測除了一般的迫零(Zero-forcing)、最小均方誤差(MMSE)等化器的方式外，也可以選擇縱向-貝爾實驗室多層空時(V-BLAST)解碼接收到的訊號。

在這論文研究當中，提供了硬體實踐者一個模擬比較的對象，相對於 IEEE 802.11a/g 系統 IEEE 802.11n 應用了許多 MIMO 的多樣性優點。時間的同步和載波頻率的初步補償都可以利用到多天線多樣性的優點。IQ 不平衡的時域補償也可以較為簡單的將高訊雜比的錯誤飽和情形降低。迴路濾波器的使用可以讓取樣時脈偏移和殘餘載波頻率偏移快速的收斂。另外取樣點的 B-樣條內插也可以正確的將取樣值回覆，有別於傳統的相位旋轉補償方式，這樣的方式不會造成 ICI 的影響。載波頻率的追蹤可以讓殘餘的載波頻率偏移被補償。VBLAST 的解碼方式可以將 MIMO 系統錯誤率介由天線多樣性增益降到最小。

經由將整個系統結合起來的過程讓我學會到很多解決問題的方法與思考方式，這樣的過程是一件很有意義的事情。為了更進一步讓模擬的環境逼近實際系統，研究了許許多多的訊號處理技巧，過程中從數學理論的推導到最後的錯誤率模擬結果分析與比較，在的說明了整體系統每一個細節都是息息相關，牽一髮而動全身

未來展望

IQ 不平衡在論文當中是在長前置符元接收到後才能進行估計與補償，如果能夠提前在短前置符元就進行補償，硬體的計算量將可以進一步的減少，因為長前置符元使用的相位旋轉乘法器可以減少一個。

在附錄中有提到 IQ 不平衡本身會讓載波頻率的細微估計結果被低估，雖然可以利用後級的領航訊號進行相位追蹤，但是讓細微估計結果被低估的現象被補償，也是一個可以進行分析的議題，因為畢竟經過細微載波頻率補償後的載波頻率越小越好，相位旋轉的幅度就會變小。因此我們可以考慮使用 IQ 不平衡估計出來的參數進行殘餘載波頻率偏移的補償。

在論文當中並未加入編碼或是交錯器等外接收機的方法，如果可以加入交錯器將高頻部份的錯誤位元打散，並且利用迴旋碼，就可以很有效率的將錯誤位元更正回來。

由於任何一個系統都需要將訊號調變到高頻的載波，而震盪器和其他的電子電路一樣，會是一個有雜訊源的系統，而這樣的一個雜訊造成的影響稱為相位雜訊(Phase Noise)，這是一個由類比電路產生的實際待解決問題。另外由於低功率系統也是一項值得關心的議題，關於計算量的問題，應該有機會在一些地方分析其節省計算的結果，進而簡化計算量等等，以上都是在整合系統時一些可以接著繼續研究的議題，也希望後續有機會可以更進一步的研究。

參考文獻

- [1] Enhanced Wireless Consortium, "EWC PHY Specification" v1.27 Dec 2005.
- [2] IEEE Std 802.11a-1999 – Part 11 Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specification: High Speed Physical Layer in the 5 GHz Band
- [3] J.H.Liu and J.Li, "A MIMO System with Backward Compatibility for OFDM-Based WLANs" EURASIP Journal on Applied Signal Processing, 2004:5, 696-706.
- [4] Task Group n, "IEEE P802.11 Wireless LANs TGN Channel Model" May 2004.
- [5] T.J. Liang, X. Li, R. Irmer and G. Fettweis, "Synchronization in OFDM-based WLAN with Transmit and Receive Diversities" 2005.
- [6] Qualcomm, "Packet Error Probability Prediction for System Level Simulations of MIMO-OFDM Based 802.11n WLANs" Communications, 2005. ICC 2005. 2005 IEEE International Conference on Publication Date: 16-20 May 2005.
- [7] J. Terry and J. Heiskala, "OFDM wireless LANs: A theoretical and practical guide" Indiana: SAMS, 2001.
- [8] P W Wolniansky, G J Foschini, G D Golden, "V-BLAST: An architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel" Proc IEEE ISSSE'98, Pisa, Italy, 1998. I: 295-300.
- [9] Chun-Hung Chou, "Baseband Timing Synchronization Circuit Design for WiMax System" NTHU, Master Thesis, 2004.
- [10] S. Boumard, "Novel noise variance and SNR estimation algorithm for wireless MIMO OFDM systems" IEEE GLOBECOM'03, San Francisco, USA, December

2003,vol.3,1330-1334.

- [11] A. Tarighat, R. Bagheri and A.H. Sayed, “**Compensation Schemes and Performance Analysis of IQ Imbalances in OFDM Receivers**” IEEE Trans on Signal Processing Volume 53, NO.8, Aug 2005.
- [12] M.Mailand, R.Richter, and H.-J. Jentschel, “**IQ-imbalance and its compensation for non-ideal analog receivers comprising frequency-selective components**” Adv. Radio Sci.,4, 189-195, 2006.
- [13] B. Hassibi, ”**An Efficient Square-Root Algorithm for BLAST**” IEEE 2000
- [14] R.V. NEE, V.K. Jones, G. Awater, A.V. Zelst, J. Gardner and G. Steele, ”**The 802.11n MIMO-OFDM Standard for Wireless LAN and Beyond**” Wireless Personal Communications (2006) 37:445-453.
- [15] F. Yan, W.P. Zhu and M.O. Admad, “**Carrier Frequency Offset Estimation and IQ Imbalance Compensation for OFDM Systems**” EURASIP Journal on Advances in Signal Processing Volume 2007 Article ID 45364, 11 pages.
- [16] Szu-Lin Su and Y.J. Chiu, “**Adaptive IQ Imbalance Compensation Scheme with Frequency Offset for Communication Channel**” IEEE Consumer Communications and Networking Conference, 2006 January, USA.
- [17] J. Tubbax, B. Come, L.V.D. Perre, L.Deneire, S.Donnay, M.Engels, ”**Compensation of IQ imbalance in OFDM systems**” in *Proceedings of International Conference on Communications (ICC '03)*, vol. 5, pp. 3403–3407, Anchorage, Alaska, USA, May 2003.
- [18] J. Tubbax, A. Fort, and L. Van der Perre, et al., “**Joint compensation of IQ imbalance and frequency offset in OFDM systems,**” in *Proceedings of IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM '03)*, vol. 4, pp. 2365–2369, San Francisco, Calif, USA, December 2003.
- [19] H. Shaflee and S. Fouladifard, “**Calibration of IQ imbalance in OFDM transceivers,**” in

Proceedings of IEEE International Conference on Communications (ICC '03),
vol. 3, pp. 2081–2085, Seattle, Wash, USA, May 2003.

- [20] Lai-Huei Wang, "**The Design of Synchronization Algorithms for High-mobility Digital Video Broadcast Receivers**" NCTU, Master Thesis, July 2005.
- [21] F.M.Gardner, "**Interpolation in digital modems. I. Fundamentals**" IEEE Trans. On Comm., vol. 41 Issue 3, pp.501-507, March 1993.
- [22] I.J. Schoenberg, "**Cardinal Spline Interpolation**" Philadelphia, PA:SIAM, 1973.
- [23] M. Unser, A. Aldroubi, M. Eden "**Fast B-spline Transforms for Continuous Image Representation and Interpolation**" IEEE Trans Pattern Anal and Machine Intell, 1991,13(3):227~285.



附錄

附錄一 IQ 不平衡對載波頻率估計的影響

在含有 IQ 不平衡和載波頻率偏移的情況下，根據式(6.6)我們省略雜訊項後如式(A.1)。我們擷取粗略和細微載波頻率偏移的方式皆為利用交錯相關(Cross-correlation)的方法。而我們使用的特性皆為式(A.1)中 $x(t+T) = x(t)$ 的特性。 $x(t)$ 的週期為 T ，所以可以表示出式(A.2)。

$$y(t) \triangleq y_I(t) + jy_Q(t) = \mu \left[x(t)e^{-j2\pi f_{e,osc}t} \right] + \nu \left[x(t)e^{-j2\pi f_{e,osc}t} \right]^* \quad \text{式(A.1)}$$

$$y(t+T) \triangleq y_I(t) + jy_Q(t) = \mu \left[x(t)e^{-j2\pi f_{e,osc}(t+T)} \right] + \nu \left[x(t)e^{-j2\pi f_{e,osc}(t+T)} \right]^* \quad \text{式(A.2)}$$

在之前的考慮章節為了方便直接把 IQ 不平衡的 $\nu \left[x(t)e^{-j2\pi f_{e,osc}t} \right]^*$ 項視為雜訊忽略之，然後利用式(A.1)和式(A.2)的交錯相關求出載波頻率偏移。式(A.3)就是我們忽略 $\nu \left[x(t)e^{-j2\pi f_{e,osc}t} \right]^*$ 的載波頻率偏移估計方法。

$$\hat{f}_{e,osc} = \frac{\angle y(t) \cdot y^*(t+T)}{2\pi T} = \frac{\angle \left(|\mu x(t)|^2 \cdot e^{j2\pi f_{e,osc}T} \right)}{2\pi T} \quad \text{式(A.3)}$$

式(A.4)我們將要觀察如果不把載波頻率偏移忽略的影響。

$$\hat{f}_{e,osc} = \frac{\angle y(t) \cdot y^*(t+T)}{2\pi T} = \frac{\angle \left(|\mu x(t)|^2 \cdot e^{j2\pi f_{e,osc}T} + |\nu x(t)|^2 \cdot e^{-j2\pi f_{e,osc}T} + 2 \operatorname{Re} \left\{ \mu \nu^* x^2(t) e^{-j2\pi f_{e,osc}(2t+T)} \right\} \right)}{2\pi T} \quad \text{式(A.4)}$$

在擷取角度的時候我們發現多了兩個因為 IQ 不平衡的項 $|\nu x(t)|^2 \cdot e^{-j2\pi f_{e,osc}T}$ 和 $2 \operatorname{Re} \left\{ \mu \nu^* x^2(t) e^{-j2\pi f_{e,osc}(2t+T)} \right\}$ 。而 $x(t)$ 是時域傳送訊號 $s(t)$ 和通道響應 $h(t)$ 作線性迴旋(Linear Convolution)的結果， $s(t)$ 滿足期望值為零的無 DC 直流條件，因此式(A.5)可以成立。

$$E\left\{2\operatorname{Re}\left\{\mu\nu^*x^2(t)e^{-j2\pi f_{e,osc}(2t+T)}\right\}\right\}=0 \quad \text{式(A.5)}$$

而剩下的 $|vx(t)|^2 \cdot e^{-j2\pi f_{e,osc}T}$ 會造成的影響，用圖 A.1-1 來說明式(A.4)估計出的頻率偏移結果。

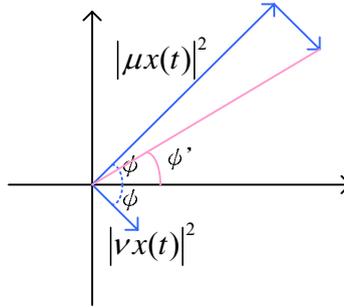


圖 A.1-1 IQ 不平衡對載波頻率估計的影響

圖 A.1-1 中我們可以發現原先預期估計到的角度 ϕ 會因為 $|vx(t)|^2 \cdot e^{-j2\pi f_{e,osc}T}$ 而估計成 ϕ' 無論 ϕ 是正的角度或是負的角度都會造成載波頻率偏移的低估。而低估的大小就和 $|\mu|^2$ 與 $|\nu|^2$ 有關，一般來說正常的 IQ 不平衡下 $|\mu|^2$ 的值會遠大於 $|\nu|^2$ 。這樣的結果可以藉由估計出 $|\hat{\mu}|^2$ 和 $|\hat{\nu}|^2$ 後，取 \tan^{-1} 估計出角度 $(\phi - \phi')$ ，進而對估計出的載波頻率進行評估。舉例來說，在比較嚴重的 IQ 不平衡的情況 ($\theta = 10^\circ$; $\alpha = 0.2$) $|\nu|^2 = 0.0175$; $|\mu|^2 = 0.9927$ 。此時我們估計出來的 ϕ 和 ϕ' 相差 1.01° 。再此不討論短前置符元的估計偏移，因為短前置符元的粗略頻率同步本身就是希望將比較大的頻率偏移修正後交給長前置符元作細微頻率同步。在這樣的 IQ 不平衡的情況下也代表著如果是經過比較精準的長前置符元頻率補償會有 875Hz 的殘餘頻率估計偏移量。然而在這樣高的 IQ 不平衡假設下，載波頻率偏移相對於子載波的頻寬 312.5KHz 可以說是相當的小，除了 IQ 不平衡以外還有雜訊干擾等會造成載波頻率估計的誤差，因此再後面還是需要一個載波頻率追蹤器(相位追蹤)，利用領航訊號(Pilot Signal)來補償因為雜訊或是 IQ 不平衡所造成的估計誤差。