

國立交通大學

電信工程學系

碩士論文

正交分頻多工存取系統上傳連結之
載波頻率偏移估計與補償



Carrier Frequency Offset Estimation and
Compensation of OFDMA Uplink System

研究生：洪仁傑

指導教授：紀翔峰

中華民國九十六年八月

正交分頻多工存取系統上傳連結之載波頻
率偏移估計與補償

Carrier Frequency Offset Estimation and
Compensation of OFDMA Uplink System

研 究 生：洪仁傑

Student：Jen-Chieh Hung

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



Submitted to Department of Communication Engineering

College of Electrical and Computer Engineering

National Chiao Tung University

in Partial Fulfillment of the Requirements

for the Degree of

Master of Science

in Communication Engineering

August 2007

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中 華 民 國 九 十 六 年 八 月

正交分頻多工存取系統上傳連結之 載波頻率偏移估計與補償

研究生：洪仁傑

指導教授：紀翔峰 博士

國立交通大學

電信工程學系碩士班



由於正交分頻多工存取技術 (OFDMA) 能夠在提供可靠多工存取的同时，也提供極佳的頻譜效益，以及對抗多路徑傳輸之影響，因此近年來已經吸引了廣泛的注目。不同於 OFDM 系統，OFDMA 基地台會遭遇到因不同用戶端相異的載波頻率偏移 (CFOs)，所產生之嚴重的子載波之間干擾 (ICI) 與多用戶存取干擾 (MAI) 問題。載波頻率偏移估計之準確性會受到子載波之間干擾與多用戶存取干擾的影響。研究如何在 OFDMA uplink 系統上估計載波頻率偏移，以及消除 CFO 造成之干擾的演算法，將是本論文的重點

在本論文中，作者將提出兩種結合 data-aided 載波頻率偏移估計演算法[3]與 self-ICI cancellation [6]、received windowing [7]等干擾壓抑技術的 CFO 估測方法，使其能適用於 OFDMA 上傳連結系統。在估測完載波頻率偏移後，作者也提出兩種用於 OFDMA 上傳連結接收端之區塊載波頻率偏移補償演算法，分別為最小均方誤差區塊平行干擾消除 (Minimum Mean Square Error Block Parallel

Interference Cancellation, MMSE-BPIC), 與區塊連續干擾消除 (Block Successive Interference Cancellation, BSIC) 演算法。經由模擬可得知, 作者提出的載波頻率偏移估計演算法皆能提供接近[3]在單一用戶 OFDM 系統上所能達到的良好準確度; 模擬結果也顯示, 載波頻率偏移估計誤差對於我們提出的 MMSE-BPIC 與 BSIC 頻率補償演算法效能不會造成太大的影響, 而且與其他頻率補償演算法相較, MMSE-BPIC 與 BSIC 都能提供良好的效能表現。



Carrier Frequency Offset Estimation and Compensation of OFDMA Uplink System

Student : Jen-Chieh Hung

Advisor : Dr. Hsiang-Feng Chi

Department of Communication Engineering

National Chiao Tung University



In the recent years, the technique of orthogonal frequency division multiple access (OFDMA) has gained much attention because of the excellent bandwidth efficiency and the ability of combating multi-path effects while providing reliable multiple access capability. Different from the OFDM system, the OFDMA basestation has more severe inter-carrier interference (ICI) and the multiple access interference (MAI) problems which are caused by the multiple carrier frequency offsets (CFO) from different subscribers problem. The accuracy of the CFO estimation is critical to the impairment caused by ICI and MAI. The main subject of this thesis is the study of the CFO estimation and the CFO-introduced interference cancellation algorithms.

In this thesis, we present two improved CFOs estimators which combine the data-aided CFO estimator [3] with two interference suppression techniques: the self-ICI cancellation [6] and the received windowing [7] methods. After having

estimated the CFOs, we also propose two block-based algorithms for CFOs compensation at the uplink receiver of OFDMA systems. They are Minimum Mean Square Error Block Parallel Interference Cancellation (MMSE-BPIC) and Block Successive Interference Cancellation (BSIC). In the computer simulation, the proposed CFOs estimators can provide good accuracy which closes to that of the single-user OFDM system [3]. Simulation results show that the proposed MMSE-BPIC and BSIC algorithms are robust to the CFO estimation errors and can provide good performance compared with the other existing approaches.



致 謝

首先要特別感謝我的指導教授 紀翔峰博士，在這兩年研究生涯中，老師給予相當多的指導與建議，本篇論文才得以順利完成，此外，在與老師的對談中，我也學習到做研究該有的嚴謹態度與方法，在此致上最高的謝意；謝謝 913 實驗室所有學長，敬傑、喆祥以及已畢業的學長們，還有就是一起奮鬥的同學們，宗軒、小毛、冠霖以及小民，感謝你們在研究上及生活上給予的幫助與鼓勵，因為有你們一起切磋討論並給予適當的建議，也才有今天這篇論文，我永遠不會忘記大家一起相處的時光。

最後，感謝一直以來辛苦的爸媽，有你們的鼓勵及支持，讓我在求學過程中能無後顧之憂，有你們的陪伴，在未來日子裡，我會更加努力得往下一個目標前進！



仁傑 2007 年 8 月 於交通大學

目 錄

摘 要.....	I
ABSTRACT	III
致 謝.....	V
目 錄.....	VI
圖 目 錄.....	IX
表 目 錄.....	XI

第一章 緒 論	1
1.1 正交分頻多工系統簡介[2].....	2
1.1.1 正交分頻多工信號特性.....	3
1.1.2 循環字首.....	5
1.2 正交分頻多工存取系統簡介.....	7
1.2.1 理想狀況下 OFDMA 系統信號模型.....	9
1.2.1.1 傳送信號.....	9
1.2.1.2 接收信號.....	10
1.3 論文架構.....	12
第二章 OFDMA UPLINK 系統載波頻率偏移問題與頻率偏移估計	13
2.1 OFDM 系統的載波頻率偏移 (CFO)	13
2.1.1 CFO 造成之問題.....	13
2.1.2 OFDM 系統接收信號數學模型.....	15
2.2 OFDMA UPLINK 系統的載波頻率偏移.....	18
2.2.1 CFO 造成之問題.....	18
2.2.2 OFDMA uplink 系統接收信號數學模型.....	18
2.3 循環字首 (CYCLIC PREFIX) 所造成的相位延遲補償.....	24
2.4 OFDM 系統的頻率偏移估計方法.....	26
2.4.1 時域 CFO 估計演算法 (Time domain approach) [11].....	27
2.4.2 頻域 CFO 估計演算法 (Frequency domain approach) [3].....	28
2.5 OFDMA UPLINK 系統的頻率偏移估計方法.....	30
第三章 OFDMA UPLINK 系統之載波頻率偏移補償	34
3.1 時域載波頻率偏移補償方法.....	34
3.1.1 直接補償法 (direct method)	34

3.2 頻域載波頻率偏移補償方法	36
3.2.1 頻域直接補償法 (CLJL scheme)	36
3.2.2 最小平方法與最小均方誤差法.....	39
3.2.2.1 最小平方法 (Least Square method)	39
3.2.2.2 最小均方誤差法 (Minimum Mean Square Error method)	40
3.2.3 Huang & Letaief's method (HLCC scheme)	41
3.2.4 使用循環旋積補償頻率之效能分析.....	44
3.2.5 區塊平行干擾消除演算法 (Block Parallel Interference Cancellation Algorithm, BPIC)	46
第四章 適用於 OFDMA UPLINK 系統之載波頻率偏移估計及補償演算法	49
4.1 適用於 OFDMA UPLINK 之載波頻率偏移估計演算法	49
4.1.1 保護頻帶 (guard band)	52
4.1.2 訓練符號 (Training symbols)	54
4.1.3 使用 Self-ICI Cancellation 技術之 CFO 估測方法	54
4.1.4 使用 Received windowing 技術之 CFO 估測方法.....	58
4.2 適用於 OFDMA UPLINK 之載波頻率偏移補償演算法	63
4.2.1 最小均方誤差區塊平行干擾消除演算法 (MMSE-Block Parallel Interference Cancellation Algorithm)	63
4.2.2 區塊連續干擾消除演算法 (Block Successive Interference Cancellation)	66
4.3 載波相位追蹤 (CARRIER PHASE TRACKING)	69
4.3.1 Data-aided 載波相位追蹤.....	69
4.3.2 MMSE-BPIC 與 BSIC 演算法之載波相位追蹤.....	70
第五章 模擬結果分析與比較	74
5.1 CFO 估測之均方誤差 (MEAN SQUARE ERROR, MSE)	74
5.1.1 系統模擬環境與參數.....	74
5.1.2 CFO 估測效能模擬與比較.....	75
5.2 CFO 補償演算法之效能模擬.....	79
5.2.1 Iteration 次數對效能之影響.....	79
5.2.2 MMSE-BPIC 與 BSIC 演算法 vs. 其他演算法	82
5.3 整合 CFO 估測與補償之效能模擬.....	83
5.3.1 CFO 估測與補償模擬.....	84
5.3.2 使用保護頻帶 (guard band) 改善效能.....	86
5.3.3 CFO 補償演算法對估測誤差之敏感度比較.....	88
第六章 結論與未來展望	90
6.1 結論	90

6.2 未來展望	91
參考文獻	92



圖 目 錄

圖 1.1.1	FDM 與 OFDM 頻譜示意圖	3
圖 1.1.2	OFDM 之多載波傳輸示意圖	4
圖 1.1.3	OFDM 傳送端調變系統架構	4
圖 1.1.4	OFDM 接收端解調變系統	5
圖 1.1.5	因多路徑通道延遲所造成的交互符號干擾 (ISI)	5
圖 1.1.6	加上保護區間以避免交互符號干擾	6
圖 1.1.7	空白保護區間所造成的子載波間干擾	6
圖 1.1.8	加上循環字首後的完整 OFDM 信號	7
圖 1.2.1	OFDMA 系統子載波配置形式	8
圖 1.2.2	OFDMA 系統傳送端及接收機架構圖	12
圖 2.1.1	傳送端與接收端之間的載波頻率偏移	14
圖 2.1.2	(A) 正確的取樣點 (B) 因 CFO 造成取樣點的振幅降低	14
圖 2.1.3	CFO 造成的干擾 $I_{k,l}^i$ 之振幅	16
圖 2.2.1	OFDMA 上傳連結系統	18
圖 2.2.2	簡化後 OFDMA 上傳連結基頻系統	19
圖 2.2.3	$ I_{k,l}^i $ 與子載波索引 (INDEX) 關係圖	21
圖 2.2.4	干擾矩陣絕對值振幅分佈	23
圖 2.3.1	OFDM 符元與對應的 CFO 相位差	24
圖 2.5.1	[14]之接收機架構	31
圖 2.5.2	干擾的 MAIN-LOBE 與 SIDE-LOBE 成分 (N=64, E=0.3)	32
圖 2.5.3	[18] MAI 干擾消除機制	33
圖 3.1.1	SINGLE-USER DETECTOR 架構	35
圖 3.1.2	DIRECT METHOD 受 CFO 偏移方向之影響	36
圖 3.2.1	CLJL SCHEME 架構	38
圖 3.2.2	DIRECT METHOD VS. CLJL	38
圖 3.2.3	HLCC 接收端架構	42
圖 3.2.4	HLCC 演算法 BER vs. SNR 模擬	43
圖 3.2.5	干擾消除及 CFO 補償區塊架構	44
圖 3.2.6	C_k^i 振幅分佈示意圖	45
圖 3.2.7	BPIC 演算法架構圖	48
圖 4.1.1	OFDMA 系統之 CFO 估計效能受 MAI 之影響	51
圖 4.1.2	OFDM 系統之 CFO 估計效能[3]	51

圖 4.1.3	信號偵測錯誤分佈	52
圖 4.1.4	在子通道交界處加入保護頻帶	53
圖 4.1.5	加入保護頻帶以改善 CFO 估測效能.....	53
圖 4.1.6	訓練符號格式	54
圖 4.1.7	多路徑頻率選擇性衰減通道頻譜響應 (TAP=5)	56
圖 4.1.8	干擾係數 $ I_{k,l} $, $K=0$, $L=0\sim N-1$	57
圖 4.1.9	使用 SELF-ICI CANCELLATION 技術後的 CFO 估測效能	58
圖 4.1.10	經 WINDOW 壓抑後之干擾係數振幅.....	61
圖 4.1.11	經 WINDOW 壓抑後之干擾係數 MAIN-LOBE 成分	62
圖 4.1.12	使用 RX WINDOWING 技術後的 CFO 估測效能.....	62
圖 4.2.1	BSIC 架構圖	68
圖 4.3.1	無相位追蹤 vs. 有做相位追蹤, 星狀圖的差異	73
圖 5.1.1	MSE vs. SNR, SELF-ICI CANCELLATION 之 CFO 估測法	75
圖 5.1.2	MSE vs. SNR, RX WINDOWING 之 CFO 估測法	76
圖 5.1.3	MSE vs. SNR (0~100 dB), 使用 RX WINDOWING 後仍有殘餘干擾	77
圖 5.1.4	MSE vs. SNR (SELF-ICI CANCELLATION), 隨機 CFO	78
圖 5.1.5	MSE vs. SNR (RX WINDOWING), 隨機 CFO	78
圖 5.2.1	ITERATION 次數對 BPIC [10]演算法 BER 之影響.....	79
圖 5.2.2	ITERATION 次數對 MMSE-BPIC 演算法 BER 之影響	80
圖 5.2.3	ITERATION 次數對 BSIC 演算法 BER 之影響	80
圖 5.2.4	BPIC、MMSE-BPIC 及 BSIC 三者效能之比較.....	81
圖 5.2.5	BER 效能比較, N=64.....	82
圖 5.2.6	BER 效能比較, N=256.....	83
圖 5.3.1	BPIC WITH ESTIMATED CFO vs. IDEA CFO	84
圖 5.3.2	MMSE-BPIC WITH ESTIMATED CFO vs. IDEA CFO	85
圖 5.3.3	BSIC WITH ESTIMATED CFO vs. IDEA CFO	85
圖 5.3.4	加保護頻帶後 BPIC 之 BER 效能.....	86
圖 5.3.5	加保護頻帶後 MMSE-BPIC 之 BER 效能.....	87
圖 5.3.6	加保護頻帶後 BSIC 之 BER 效能.....	87
圖 5.3.7	BER vs. CFO VARIANCE FACTOR η (SNR=20 dB)	88
圖 5.3.8	BER vs. CFO VARIANCE FACTOR η (SNR=30 dB)	89

表 目 錄

表 4.1.1 WINDOW FUNCTION 名稱及參數.....	60
表 5.1 OFDMA 系統參數.....	75



第一章

緒 論

由於正交分頻多工 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) 系統具有良好的頻譜效益, 以及對抗多路徑衰減通道的能力, 近年來廣泛地被應用在寬頻無線通訊系統上, 例如 IEEE 802.11x、DSL (Digital Subscriber Loop)、DAB (Digital Audio Broadcasting)、DVB (Digital Video Broadcasting) 等; OFDM 可以與數種多工存取 (Multiple Access) 技術結合, 例如 OFDM-TDMA、OFDM-FDMA、MC-CDMA 等, 除了上述幾種多工技術之外, 將 OFDM 系統子載波分配給多個用戶同時傳輸的技術, 稱為正交分頻多工存取 (Orthogonal Frequency Division Multiple Access, OFDMA), 近年來也備受重視, 例如無線都會網路標準 IEEE 802.16 [1], 也採用 OFDMA 做為實體層多工存取技術。

既然 OFDMA 系統是以 OFDM 為基礎, 因此它也保留了 OFDM 系統固有的缺點, OFDM 系統對於載波頻率偏移 (Carrier Frequency Offset, CFO) 非常敏感, CFO 是由於傳送端與接收端震盪器 (oscillator) 頻率誤差, 或是行動裝置在移動中所產生都普勒偏移 (Doppler shift) 所造成的, CFO 會破壞子載波之間正交性, 進而引發子載波間干擾 (Inter-Carrier Interference, ICI)。

OFDMA 系統可分為上傳連結 (uplink) 及下傳連結 (downlink) 兩種模式, 載波頻率偏移對兩種模式所造成的影響並不相同, 對 OFDMA 下傳連結來說, 接收端是用戶端 (Subscriber Stations, SS), 它所面對的傳送端只有單一的基地台 (Base Station, BS), 也就是只面對單一載波頻率偏移, 因此 OFDMA 下傳連結系統遭遇的問題其實與 OFDM 系統相同; 反觀 OFDMA 上傳連結系統, 接收端是基地台, 它所面對的傳送端是多個用戶端, 這些用戶端可能在同一時間上傳

資料給基地台，而且每個用戶端與基地台之間的載波頻率偏移不盡相同，因此在 OFDMA uplink 系統中，CFO 除了會引發 ICI 外，也會造成多用戶存取干擾 (Multiple Access Interference, MAI)。傳統用於 OFDM 系統上的 CFO 估測演算法會因為 MAI 的影響而無法適用於 OFDMA uplink 系統上，不僅如此，由於 OFDMA uplink 系統所接收的信號是所有上傳用戶信號與雜訊的總和，因此即使 CFO 能夠完美被估測出來，傳統在時域 (time domain) 上補償 CFO 的方法也不適用於此處，所以如何在 OFDMA uplink 接收端做良好的 CFO 估測及補償一直是項重要且困難的研究課題。

本論文將提出包含載波頻率偏移估計及頻率偏移補償演算法。在提出的 CFO 估測演算法中，將以[3]的 data-aided 頻域估計演算法為估測準則，並結合 Self-ICI cancellation [6]及 Received windowing [7]兩種不同的干擾壓抑技術，提出兩種適用於 OFDMA uplink 系統的 CFO 估測演算法，而且效能皆能夠達到接近[3]在 OFDM 系統 (單一用戶) 所達到的效能。

而 CFO 補償演算法部分，我們以[10]的 block based 演算法為基礎，提出運用最小均方誤差準則 (MMSE criterion) 的 MMSE-BPIC 演算法，與使用連續干擾消除技術 (Successive Interference Cancellation, SIC) 的 BSIC 演算法。與[10]的演算法相較，所提出之 MMSE-BPIC 與 BSIC 的效能皆優於 BPIC，其中 MMSE-BPIC 需付出較高的複雜度，但 BSIC 則只需要更低之複雜度，即能達到良好的效能表現。

1.1 正交分頻多工系統簡介[2]

正交分頻多工 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) 其實是分頻多工 (Frequency Division Multiplexing, FDM) 的一種特例，與分頻多工最大不同點在於，正交分頻多工系統裡的子載波 (Sub-carrier) 之間具有正交性 (Orthogonality)，也就是任意兩子載波的內積為零。因子載波之間具有正交性，

使得正交分頻多工系統能夠讓子載波在頻譜上彼此重疊，而不會產生干擾，不用像傳統分頻多工系統需要在子載波之間加上保護頻帶，以避免子載波之間產生干擾，因此正交分頻多工系統能夠比傳統分頻多工系統具有更好的頻寬效益 (Bandwidth efficiency)，兩者的頻譜示意圖如下圖 1.1.1。

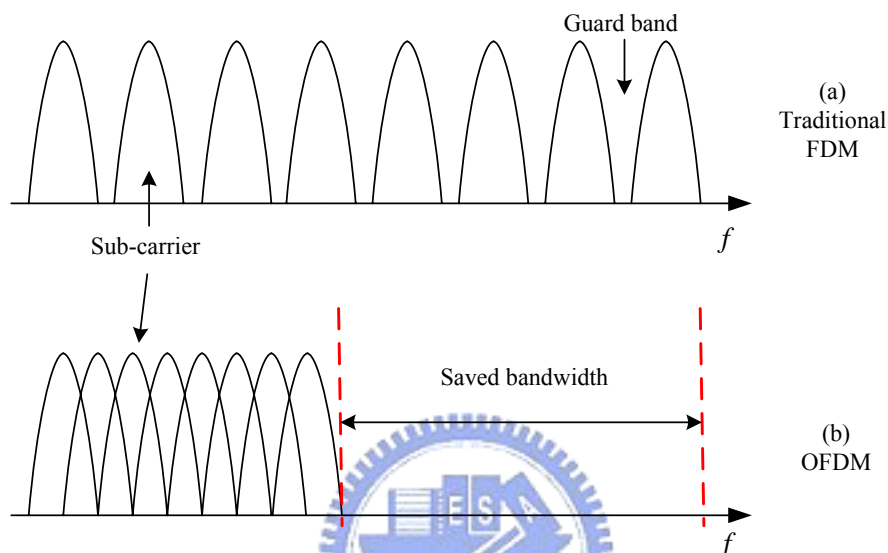


圖 1.1.1 FDM 與 OFDM 頻譜示意圖

其實正交分頻多工的概念早在 1960s 左右就被提出，但礙於要產生具有正交性的子載波與濾波器相當不容易，因此這項技術在當時並不受重視。直到快速傅利葉轉換 (Fast Fourier Transform, FFT) 發明後，使得原本不易實現的傅利葉轉換得以簡化，這項技術才受到重視。

1.1.1 正交分頻多工信號特性

正交分頻多工與分頻多工一樣，是把原本利用單載波傳送的資料序列，依照原本的順序放在多個不同的子載波上平行傳送，因此每個不同載波上的符元持續時間 (Symbol duration) 將會是原本單載波符元持續時間的數倍，如下圖 1.1.2 所示。

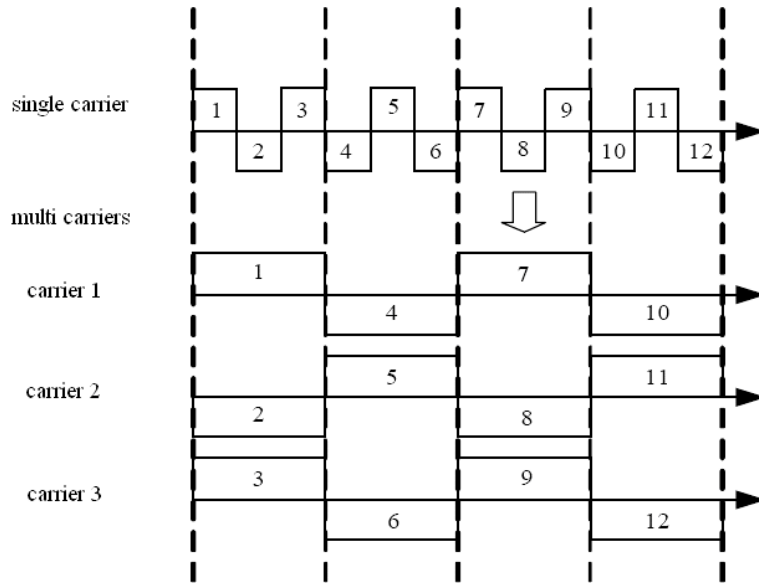


圖 1.1.2 OFDM 之多載波傳輸示意圖

類比 OFDM 基頻時域信號經取樣後，產生的離散數位信號如下：

$$s[n] = s(t)|_{t=nT_d} = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} X_k e^{j2\pi \frac{k}{N} n}, & 0 \leq n \leq N-1 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} = \text{IFFT}\{X_k\} \quad (1.1)$$

X_k 代表傳送符元 (M-PSK or M-QAM)， T_d 為取樣週期 (sampling period)， $T_d = T/N$ ， T 為符元持續時間 (Symbol duration)。圖 1.1.3 為 OFDM 系統傳送端調變系統架構，其中 IFFT 將頻域符元信號轉換至時域符元信號，然後經由平行序列轉換將平行的數為信號轉換成資料序列 $s[n]$ ，最後在由數位類比轉換器 (D/A) 轉換成類比 OFDM 基頻信號 $s(t)$ 。

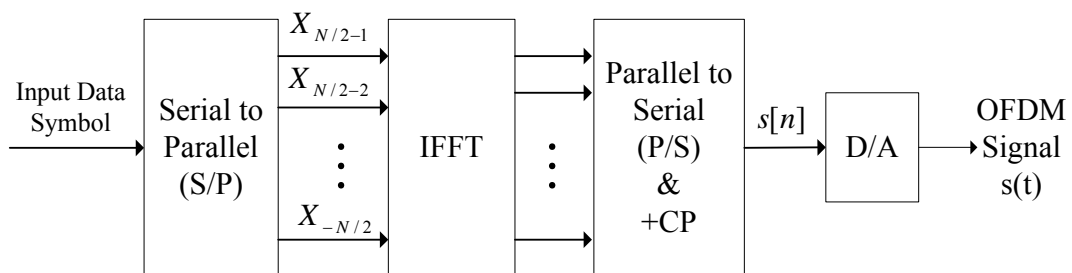


圖 1.1.3 OFDM 傳送端調變系統架構

(1.2) 式為接收端解調變之後的頻域信號，OFDM 接收端解調變架構其實就是傳送端的反操作，如下圖 1.1.4 所示。

$$Y_k = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} r[n] e^{-j2\pi \frac{k}{N} n}, & 0 \leq k \leq N-1 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} = FFT\{r[n]\} \quad (1.2)$$

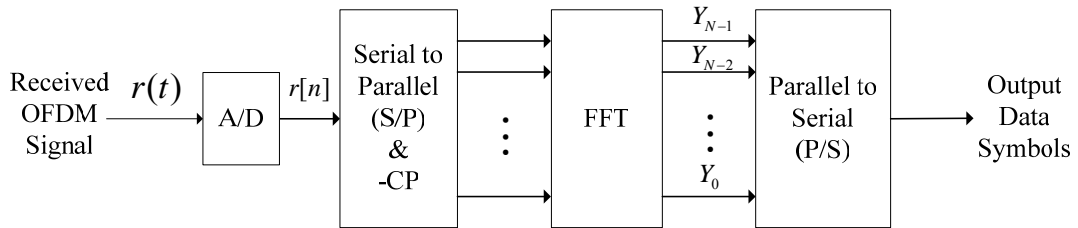


圖 1.1.4 OFDM 接收端解調變系統

1.1.2 循環字首

在多路徑通道 (multi-path channel) 中傳輸，因延遲擴散 (delay spread) 所產生的前一個 OFDM 信號延遲，會使得連續 OFDM 信號之間產生交互符號干擾 (Inter-Symbol Interference, ISI)，如圖 1.1.5 所示。

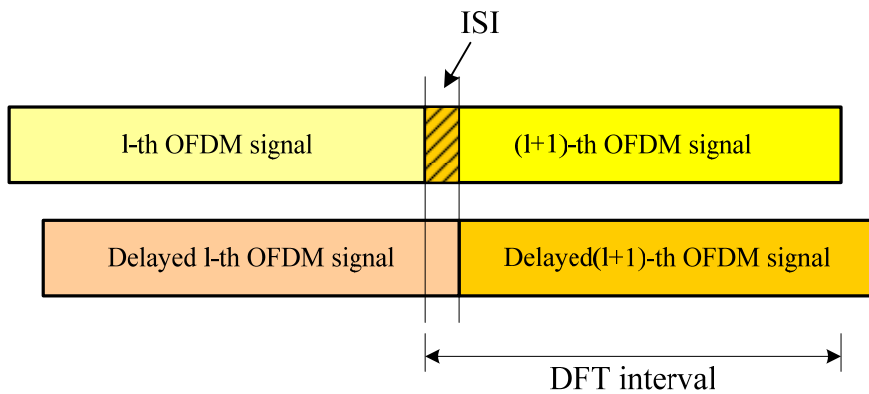


圖 1.1.5 因多路徑通道延遲所造成的交互符號干擾 (ISI)

為了消除 ISI，最簡單的方法就是在相鄰兩 OFDM 信號之間加入一段空白保護區間 (Guard interval)，如圖 1.1.6 所示，此保護區間的週期必須要大大於通道的最大

延遲擴散，才能使得前一 OFDM 信號受到延遲的部分不會干擾到現在的 OFDM 信號。

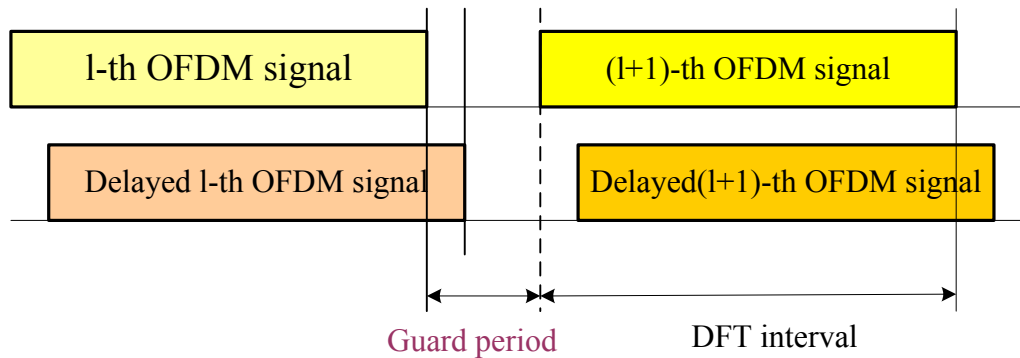


圖 1.1.6 加上保護區間以避免交互符號干擾

然而這段空白保護區間卻會在 OFDM 系統解調變時造成子載波間干擾 (Inter-Carrier Interference, ICI)，如圖 1.1.7 所示，每個子載波的延遲時間可能不同，這會造成在 DFT 區間內無法維持整數倍的週期，導致子載波之間失去正交性。

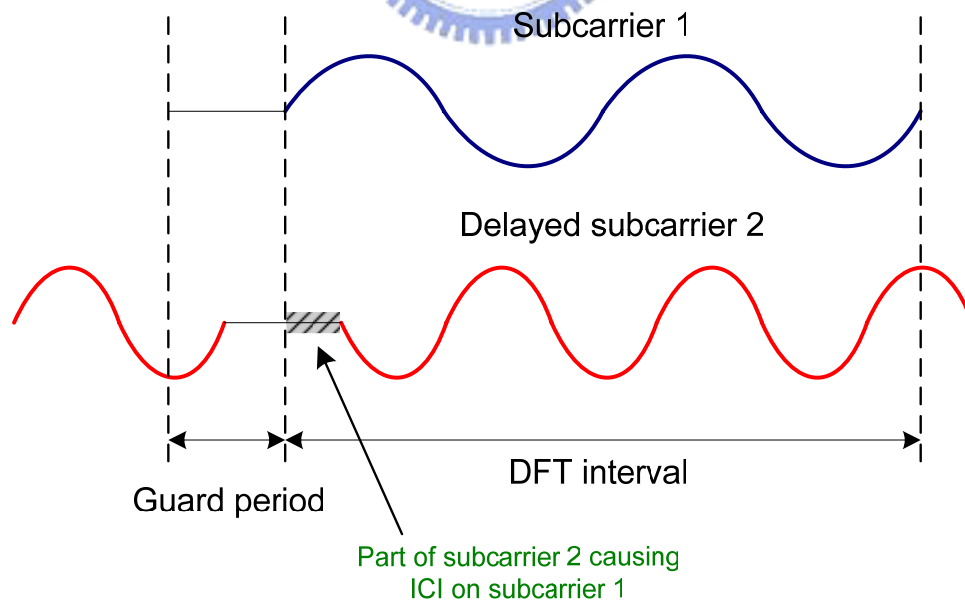


圖 1.1.7 空白保護區間所造成的子載波間干擾

為了消除多路徑延遲的影響，而且又必須維持子載波間的正交性，使用循環

字首 (Cyclic Prefix, CP) 的概念就被提出, 循環字首是將 OFDM 信號的尾端一部份複製到信號的最前端, 如此一來就能夠在 DFT 區間內維持整數倍的週期, 保持子載波之間的正交性, 如圖 1.1.8 所示。 N_g 表示循環字首長度, N 則為 FFT 及 IFFT 點數, 加上循環字首後, 完整的 OFDM 信號長度為 $N + N_g$ 。

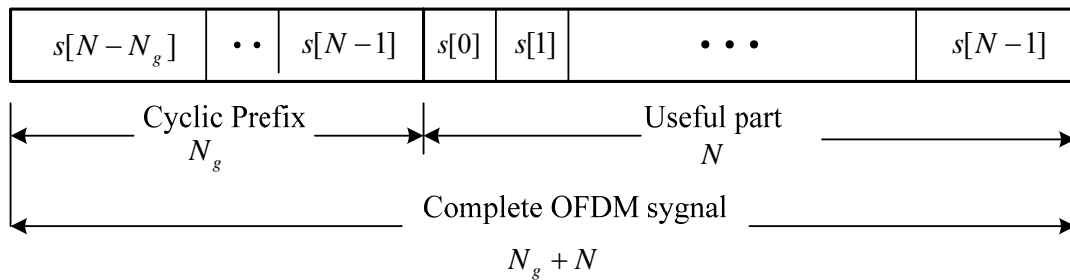


圖 1.1.8 加上循環字首後的完整 OFDM 信號

總結上述的簡介, 正交分頻多工系統有下列幾項優點: (1) 頻譜使用比傳統分頻多工系統更有效率、(2) 能夠藉由循環字首對抗多路徑衰減通道造成的 ISI, 使接收端能使用簡單的頻域等化器做等化、(3) 與傳統窄頻系統相比, 具有頻域分集 (Frequency diversity) 等優點; 正交分頻多工也有幾項主要缺點: (1) 對頻率及相位誤差很敏感、(2) 有 Peak to Average Power Ratio, PAPR 問題, 可能會增加功率放大器設計的困難度等缺點。

1.2 正交分頻多工存取系統簡介

OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access, OFDMA) 是一種多重存取技術, 其運作原理是將 OFDM 系統所有子載波分割成若干群組, 這些群組稱為子通道 (sub-channel), 可以分配給不同用戶使用, 因為 OFDM 系統子載波具有正交性, 所以這些用戶可以在同時間進行傳輸, 而不會有 ISI 與多用戶存取干擾 (Multiple Access Interference, MAI) 的問題。

OFDMA 系統的子載波配置可以是固定或動態配置，固定配置一般可分為區塊配置 (Block allocation)、混合配置 (Hybrid allocation) 以及交錯配置 (Interleaved allocation) 三種，如下圖 1.2.1 所示，交錯配置的優點是能夠獲得較大的頻域分集 (Frequency diversity)，但缺點則是受 MAI 影響較嚴重；區塊配置優點是受 MAI 影響較輕，但頻域分集不如交錯配置來得好，混合配置則是各取兩者特點，為一折衷配置方法。

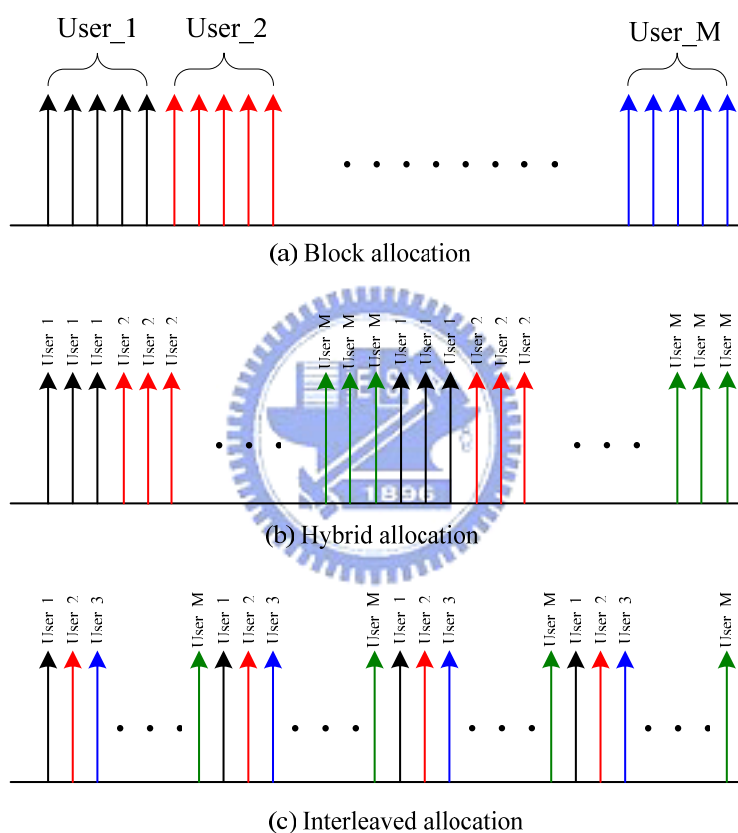


圖 1.2.1 OFDMA 系統子載波配置形式

為了達到更好的頻域分集效果，動態子載波配置可以根據傳輸環境狀況調整分配給用戶的子載波位置，FH-OFDMA (Frequency-Hopping OFDMA) 系統[5]即為使用動態配置法的系統，FH-OFDMA 系統的子載波配置會根據事先定義好的 hopping pattern 來配置[5]，hopping pattern 產生方式有很多，例如隨機 (random)，或是根據 Latin squares 產生具有正交性質的 hopping pattern 等，目

的都是為了達到更好的頻域分集效果。本論文所討論的 OFMDA 系統以使用固定配置法的系統為主，以下將簡單介紹系統信號模型及架構。

1.2.1 理想狀況下 OFDMA 系統信號模型

在這一小節中，我們將介紹再理想狀況下，正交分頻多工存取系統 (OFDMA system) 之上傳連結 (uplink) 的傳送及接收信號模型。

1.2.1.1 傳送信號

我們舉第 i 個用戶為例，將資料位元序列 (information bits) 對應 (mapping) 到 M 相位位移鍵 (M-PSK)，將對應後的符元 (symbol) 表示為 X_k^i ，其中 $k=0, \dots, (N/U-1)$ ， $i=1, \dots, U$ ， N 代表系統總子載波數目，而 U 則代表用戶的數目，並假設系統平均分配相同的子載波數目給每個用戶使用。下面將以條列的方式敘述正交分頻多工存取系統傳送信號的處理程序：

- A. 經過序列/平行轉換 (serial to parallel, S/P) 後得到平行資料符元信號：

$\mathbf{X}^i = [X_0^i, X_1^i, \dots, X_{N/U-1}^i]^T$ ，其中 $i=1, \dots, U$ ， \mathbf{X}^i 為 $(N/U) \times 1$ 的向量 (vector)。

- B. 子載波配置 (Sub-carrier allocation)：我們定義一組大小為 $(N \times M)$ 的子載波排列矩陣 (permutation matrix) \mathbf{T}^i ，其中 $M = N/U$ ， \mathbf{T}^i 的功能是將 \mathbf{X}^i 分配到每個用戶所對應到的一組特定子載波位置上，這組子載波集合定義為 Γ_i ，且 $\bigcup_{i=1}^U \Gamma_i = \{0, 1, \dots, N-1\}$ ， $\Gamma_i \cap \Gamma_j = \emptyset$ ，當 $i \neq j$ 。其它不屬於此用戶可使用的子載波則設為 0，如下式：

$$\mathbf{c}^i = \mathbf{T}^i \cdot \mathbf{X}^i = [0, \dots, 0, X_0^i, \dots, X_{M-1}^i, 0, \dots, 0]^T = [c_0^i, \dots, c_{M-1}^i, \dots, c_{N-1}^i]^T \quad (1.3)$$

\mathbf{c}^i 為 $N \times 1$ 的矩陣，而 \mathbf{T}^i 的形式可以為區塊配置 (Block allocation)、交錯配置 (Interleaved allocation) 以及混合配置 (Hybrid allocation) 等。

C. 將頻域信號 \mathbf{c}^i 經由 N 點反傅立葉轉換 (IFFT) 調變為時域信號 $s^i[n]$:

$$s^i[n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{l=0}^{N-1} c_l^i \cdot e^{\frac{j2\pi nl}{N}}, \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (1.4)$$

將此經 IFFT 調變後的時域信號 $s^i[n]$ 再加上長度為 N_g 的循環字首(CP),

以對抗因無線網路通道所造成之多路徑延遲擴散。

$$s^i[n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{l=0}^{N-1} c_l^i e^{\frac{j2\pi nl}{N}}, \quad -N_g \leq n \leq N-1 \quad (1.5)$$

D. 將調變後數位信號經由數位類比轉換器(DAC), 轉換成類比信號 $s^i(t)$,

在經由載波頻率為 f_c 的振盪器將 $s^i(t)$ 調變到系統傳送信號的頻帶上, 即

$$s^i(t) \cdot \exp(j2\pi f_c t)。$$

1.2.1.2 接收信號

由於 OFDMA 是多用戶存取系統, 因此在上傳連結 (uplink) 接收機, 也就是基地台 (Base station), 所收到的信號是由不同用戶的傳送信號以及通道雜訊 (channel noise) 所累加起來的信號, 我們假設時間與頻率都是完美同步的情況下, 以條列方式描述 OFDMA 接收機的處理程序:

A. 在經過通道之後, 第 i 個用戶的信號為:

$$r^i(t) = s^i(t) * h^i(t) + n^i(t) \quad (1.6)$$

其中 $*$ 代表旋積 (convolution), $h^i(t)$ 代表通道脈衝響應(channel impulse response), $n^i(t)$ 為可加性白色高斯雜訊(Additive White Gaussian Noise, AWGN), 平均值(mean)為零, 雜訊功率為 $N_0/2$ 。接收射頻 (RF) 信號經過降頻(Down convert)後為:

$$r(t) = \sum_{i=1}^U r^i(t) \exp(-j2\pi f_c t) \quad (1.7)$$

B. 經 ADC 取樣並移除循環字首(CP)後產生的基頻(base band)接收時域訊號:

$$\mathbf{R} = [r[0], r[1], \dots, r[N-1]]^T \quad (1.8)$$

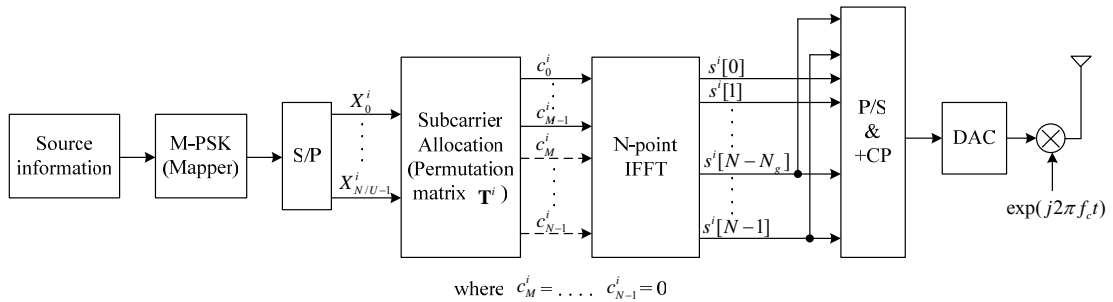
其中 $r[n] = \sum_{i=1}^U r^i[n]$ ， $r^i[n] = s^i[n] \otimes h^i[n] + n^i[n]$ ， \otimes 代表循環旋積(cyclic convolution)。

C. 基頻接收訊號經過 N 點傅立葉轉換解調變後，得到頻域訊號為：

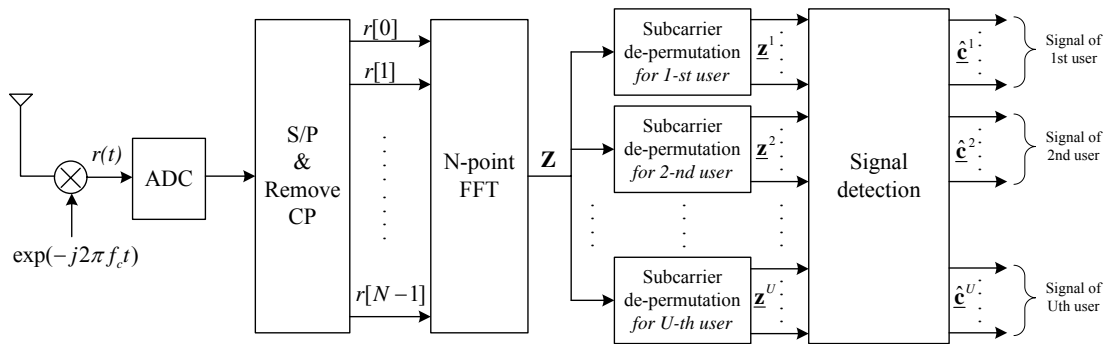
$$\begin{aligned} \mathbf{Z} &= [z_0, z_1, \dots, z_{N-1}]^T, \text{ 其中} \\ z_k &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} r[n] \cdot e^{-j2\pi nk/N} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{i=1}^U r^i[n] \cdot e^{-j2\pi nk/N} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{i=1}^U \sum_{l=0}^{N-1} H_l^i c_l^i \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j2\pi n(k-l)/N} + N_k \end{aligned} \quad (1.9)$$

H_l^i 為第 i 個用戶在第 l 個子載波上的通道頻率響應(frequency response)， N_k 為在第 k 個子載波上雜訊的頻率響應。

D. 子載波解排列 (Sub-carrier De-permutation)：在傳送端我們將資料符元向量 \mathbf{X}^i 乘上對應的排列矩陣 (permutation matrix) \mathbf{T}^i ，使資料符元能夠被分配到第 i 個用戶所指定到的子載波上，而在接收端我們要分離出這些指定之子載波上的信號，其實就是執行 $\mathbf{T}^i \cdot \mathbf{X}^i$ 的反運算 (inverse operation)，即乘上 \mathbf{T}^i 的轉置矩陣， $\mathbf{z}^i = (\mathbf{T}^i)^T \cdot \mathbf{Z}$ ， \mathbf{z}^i 表示從 \mathbf{Z} 取出屬於 Γ_i 集合的接收頻域信號，也就是第 i 個用戶所傳送的信號。圖 1.2.2 為 OFDMA 上傳連結的傳送端及接收端之架構圖。



(a) OFDMA uplink 傳送端架構圖



(b) OFDMA uplink 接收機架構圖

圖 1.2.2 OFDMA 系統傳送端及接收機架構圖

1.3 論文架構

本章主要是說明研究題目的動機與目標，同時簡單介紹了正交分頻多工與正交分頻多工存取系統之原理與架構，本論文接續部分的組織如下：第二章首先描述載波頻率偏移對 OFDM 及 OFDMA 系統會造成哪些問題，並且建立系統的數學模型，再來會介紹幾種近年來探討如何在 OFDMA uplink 系統上估測載波頻率偏移的方法；第三章則是介紹數種在 OFDMA uplink 系統上補償頻率偏移的技術，並且對這些演算法做優缺點的比較；第四章作者將提出適用於 OFDMA uplink 系統的載波頻率偏移估計及頻率偏移補償技術；第五章則是模擬結果數據分析與比較，最後第六章將本論文做個總結，並提出未來展望。

第二章

OFDMA Uplink 系統載波頻率偏移 問題與頻率偏移估計

在本章節中，我們首先介紹載波頻率偏移(Carrier Frequency Offset, CFO)對 OFDM 系統所產生的影響，例如 CFO 會造成子載波之間的干擾(Inter-carrier Interference, ICI)；接著將此問題推廣到 OFDMA 系統上，因為 OFDMA 是多用戶存取系統，在同一時間可能有多個用戶會對基地台上傳資料，且每個用戶的載波頻率偏移不一定相同，此時除了會造成子載波之間的干擾(ICI)外，還會引發多用戶存取干擾(Multi-access Interference, MAI)，這個問題將會是整個 OFDMA 系統效能的瓶頸所在，因為 MAI 不僅會影響載波頻率偏移估計(CFO estimation)的效能，也會影響信號偵測(Signal Detection)的結果，因此如何估計載波頻率偏移，以及如何補償 CFO 偏移量，將是本篇論文的重點。

在此章節剩下的部份，我們會先建立 CFO 在 OFDM 及 OFDMA 系統的數學模型，並且將之表示為矩陣形式，這個矩陣形式的信號模型將會方便後面所做的信號處理；在本章的後半段將介紹幾種常用於 OFDM 系統上的載波頻率偏移估計方法，但由於 MAI 的影響，這些演算法並不一定適用在 OFDMA 系統上，所以最後將介紹數種近年提出用於 OFDMA 系統上的載波頻率偏移估測演算法。

2.1 OFDM 系統的載波頻率偏移 (CFO)

2.1.1 CFO 造成之問題

在通訊系統中，傳送端(Tx)與接收端(Rx)的石英振盪器(crystal oscillator)頻率不可能完全相同，而兩者之間的誤差會造成載波頻率偏移 Δf ，如圖 2.1.1 所

示。OFDM 系統的子載波之間具有正交性，因此可以將這些子載波重疊，而且彼此之間不會產生干擾，但也因為如此，使得 OFDM 系統對於載波頻率偏移非常敏感，因為載波頻率偏移會破壞子載波之間的正交性，造成下列兩個主要的問題：

- ◆ 降低取樣點的振幅，如下圖 2.1.2。
- ◆ 產生子載波之間的干擾(Inter-carrier Interference ，ICI)。

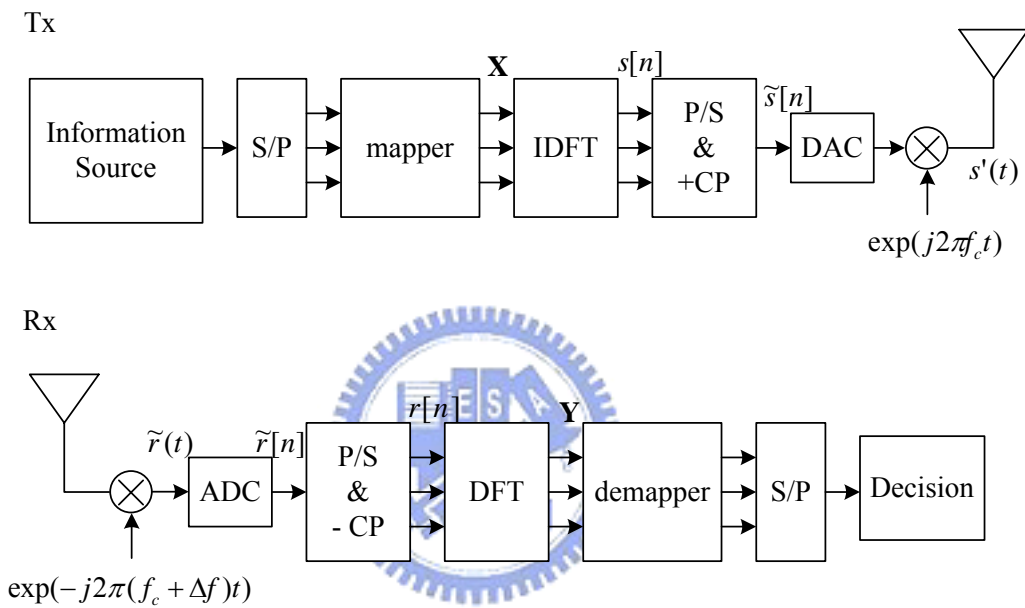


圖 2.1.1 傳送端與接收端之間的載波頻率偏移

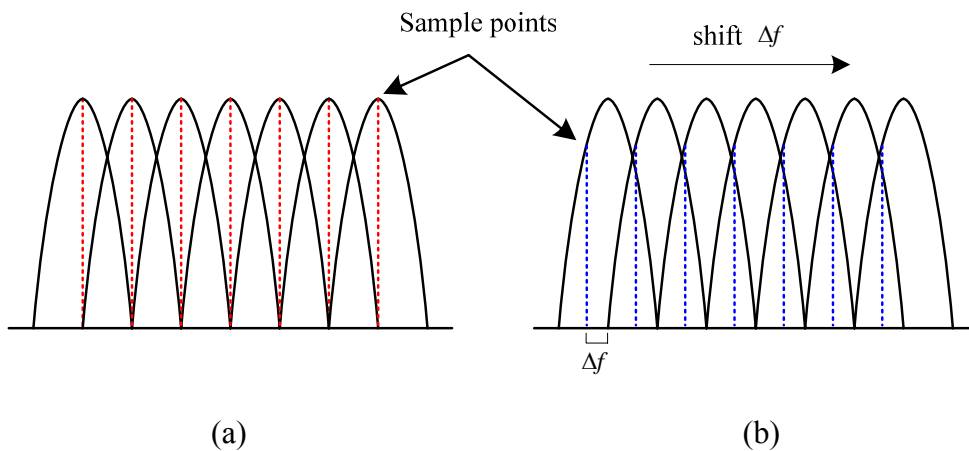


圖 2.1.2 (a) 正確的取樣點 (b) 因 CFO 造成取樣點的振幅降低

2.1.2 OFDM 系統接收信號數學模型

假設載波頻率偏移為 Δf ， $\Delta f = f_{Tx} - f_{Rx}$ ，其中 f_{Tx} 為傳送端振盪器頻率， f_{Rx} 為接收端振盪器頻率， Δf 會造成接收信號有時變的相位誤差 (time variant phase error)， $e^{j2\pi\Delta f t}$ ，這項誤差會隨時間 t 增加而累積。經過取樣並移除循環字首 (CP) 後的接收信號可表示為：

$$r[n] = e^{\frac{j2\pi\varepsilon n}{N}} \cdot \sum_{k=0}^{N-1} H_k X_k e^{\frac{j2\pi kn}{N}} + w[n], \quad n = 0, 1, 2, \dots, N \quad (2.1)$$

上式中 ε 代表正規化後的載波頻率偏移值， $\varepsilon = \Delta f / f_{sub}$ ， f_{sub} 表示相鄰子載波的頻寬間距， H_k 與 X_k 分別代表第 k 個子載波上的通道頻率響應與傳送符元， $w[n]$ 則為可加性白色高斯雜訊 (AWGN)。

將取樣過的接收信號 $r[n]$ 經 DFT 解調變後，第 k 個子載波上的頻域符元信號可以表示為：

$$\begin{aligned} Y_k &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} r[n] \cdot e^{\frac{-j2\pi nk}{N}} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left(e^{\frac{j2\pi\varepsilon n}{N}} \cdot \sum_{k=0}^{N-1} H_k X_k e^{\frac{j2\pi kn}{N}} + w[n] \right) \cdot e^{\frac{-j2\pi nk}{N}} \\ &= \frac{1}{N} \left(H_k X_k \otimes \left(\sum_{n=0}^{N-1} e^{\frac{j2\pi\varepsilon n}{N}} \cdot e^{\frac{-j2\pi nk}{N}} \right) \right) + W_k \\ &= \underbrace{\sum_{l=0}^{N-1} H_l X_l \cdot I_{k,l}}_{\text{circular convolution}} + W_k \\ &= \underbrace{H_k X_k \cdot I_{k,k}}_{\text{desired signal}} + \underbrace{\sum_{l \neq k}^{N-1} H_l X_l \cdot I_{k,l}}_{ICI} + W_k \end{aligned} \quad (2.2)$$

其中 \otimes 為循環旋積 (circular convolution)，在 (2.2) 式中的第一項是我們所要偵測的信號，它包含了通道頻譜響應 H_k 以及因為頻率偏移造成自身的干擾 $I_{k,k}$ ，第二項則其它子載波所產生的干擾，第三項 W_k 則為雜訊的頻譜響應，經由

簡單推導可得到 $I_{k,l}$ 為：

$$\begin{aligned}
 I_{k,l} &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{\frac{j2\pi\epsilon n}{N}} \cdot e^{-\frac{j2\pi n(k-l)}{N}} \\
 &= \frac{\sin \pi(k-l-\epsilon)}{N \cdot \sin \frac{\pi}{N}(k-l-\epsilon)} \cdot e^{-j\pi\left(1-\frac{1}{N}\right)(k-l-\epsilon)} \quad (2.3)
 \end{aligned}$$

(2.3) 式為載波頻率偏移造成的干擾量，可視為第 l 個子載波對第 k 個子載波的干擾量。

我們可以從另一個觀點來解釋載波頻率偏移所造成的問題，當我們藉由離散傅立葉轉換 (DFT) 對信號解調變時，事實上等同於對信號的頻譜做取樣，而載波頻率偏移造成在時域上有時變的相位誤差，在頻域則是造成取樣點的位移 (shift)，如圖 2.1.2，這將會破壞子載波彼此之間的正交性，進而產生對其它子載波的干擾。

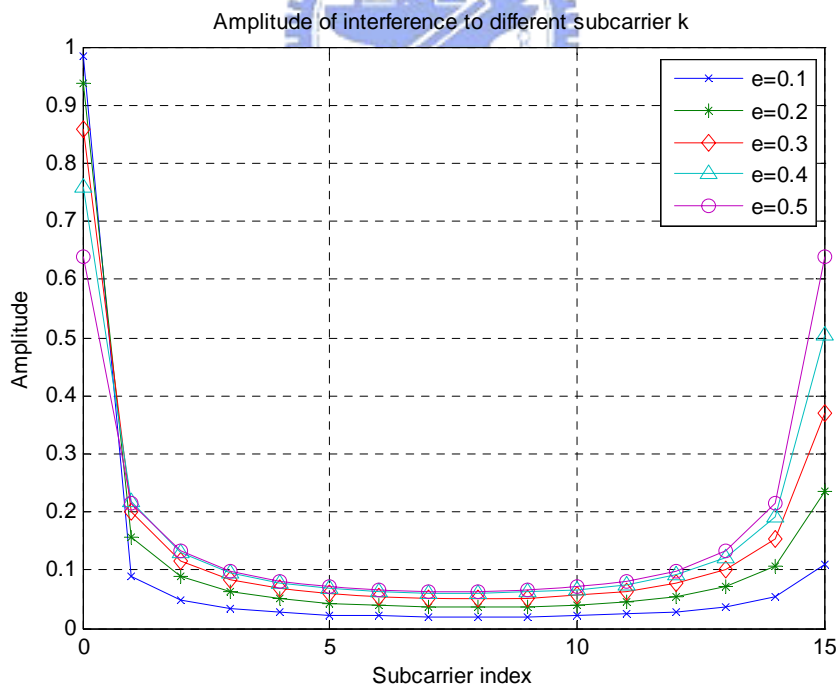


圖 2.1.3 CFO 造成的干擾 $I_{k,l}$ 之振幅

圖 2.1.3 顯示在不同 CFO 值下干擾量 $I_{k,l}$ 的振幅，在此例子中，我們將 k 值

定為 0，DFT 長度為 16，子載波頻率偏移 ε 分別為 0.1 到 0.5，由圖中可明顯看出，當 CFO 值增大時， $k=0$ 處的振幅會縮小，也就是取樣點振幅下降，而 $k \neq 0$ 的部分會增大，代表來自其他子載波的干擾增大。

我們將信號 $Y_k, k=0,1,\dots,N-1$ ，寫成矩陣形式， $\mathbf{Y}=[Y_0, Y_1, \dots, Y_{N-1}]^T$ ，

(2.2) 式也可改寫成矩陣表示式：

$$\mathbf{Y} = \mathbf{I}\mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{W} \quad (2.4)$$

其中

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} H_0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & H_{N-1} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

為通道頻率響應矩陣，是一對角矩陣；

$$\mathbf{I} = \begin{bmatrix} I_{0,0} & I_{0,1} & \cdots & I_{0,N-1} \\ I_{1,0} & I_{1,1} & \cdots & I_{1,N-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ I_{N-1,0} & I_{N-1,1} & \cdots & I_{N-1,N-1} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

\mathbf{I} 為干擾矩陣，其對角線的部分為因取樣點振幅下降所造成的影響，其他則為 ICI 成分，是由其他子載波所產生的干擾； $\mathbf{X}=[X_0, X_1, \dots, X_{N-1}]^T$ 為傳送的資料符元 (Data symbol) 向量； $\mathbf{W}=[W_0, W_1, \dots, W_{N-1}]^T$ 則為雜訊向量。

從 (2.4) 中可以觀察到一個有趣的現象，就是 \mathbf{I} 是一個常對角矩陣 (diagonal-constant matrix)，又可稱為 Toeplitz 矩陣，所謂的 Toeplitz 矩陣即此矩陣中每條從左上到右下的對角線，都是常數值的方陣；從 (2.2) 式我們不難看出，其實 \mathbf{I} 是一個循環旋積矩陣 (circular convolution matrix)，也就是說 \mathbf{I} 的第 2 到第 N 列其實是由第一列做環形位移 (cyclic shift) 而來的，所以 \mathbf{I} 會具有 Toeplitz 矩陣的結構，且 \mathbf{I} 中的第 i, j 個元素 $I_{i,j}$ 會是 $(i-j)$ 的函數。

2.2 OFDMA uplink 系統的載波頻率偏移

2.2.1 CFO 造成之問題

OFDMA 系統分為上傳連結 (uplink) 及下傳連結 (downlink) 兩種模式，載波頻率偏移對兩種模式所造成的影響並不相同，對 OFDMA 下傳連結來說，接收端是用戶端 (Subscriber Stations, SS)，它所面對的傳送端只有單一的基地台 (Base Station, BS)，也就是只面對單一載波頻率偏移，因此 OFDMA 下傳連結系統遭遇的問題其實與 OFDM 系統相同；反觀 OFDMA 上傳連結系統，接收端是基地台，它所面對的傳送端是多個用戶端，這些用戶端可能會在同一時間上傳資料給基地台，而且每個用戶端與基地台之間的載波頻率偏移不盡相同，如下圖 2.2.1 所示，這將會使 OFDMA 上傳連結系統的頻率同步變得困難。

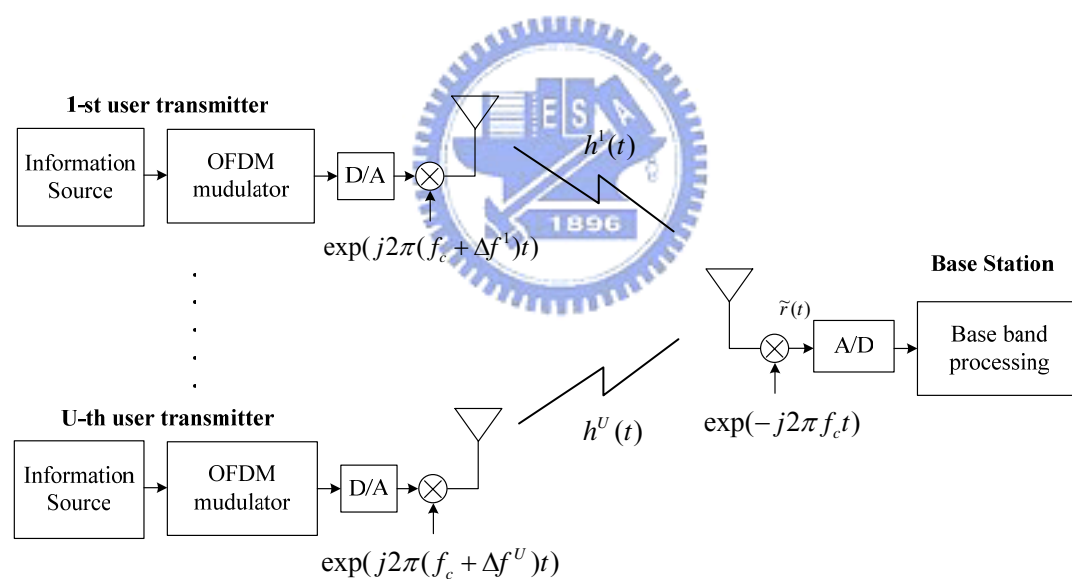


圖 2.2.1 OFDMA 上傳連結系統

2.2.2 OFDMA uplink 系統接收信號數學模型

為了方便將 OFDMA 系統的載波頻率偏移問題寫成適當的數學模型，我們可以將圖 2.2.1 簡化為下圖 2.2.2 之基頻模型：

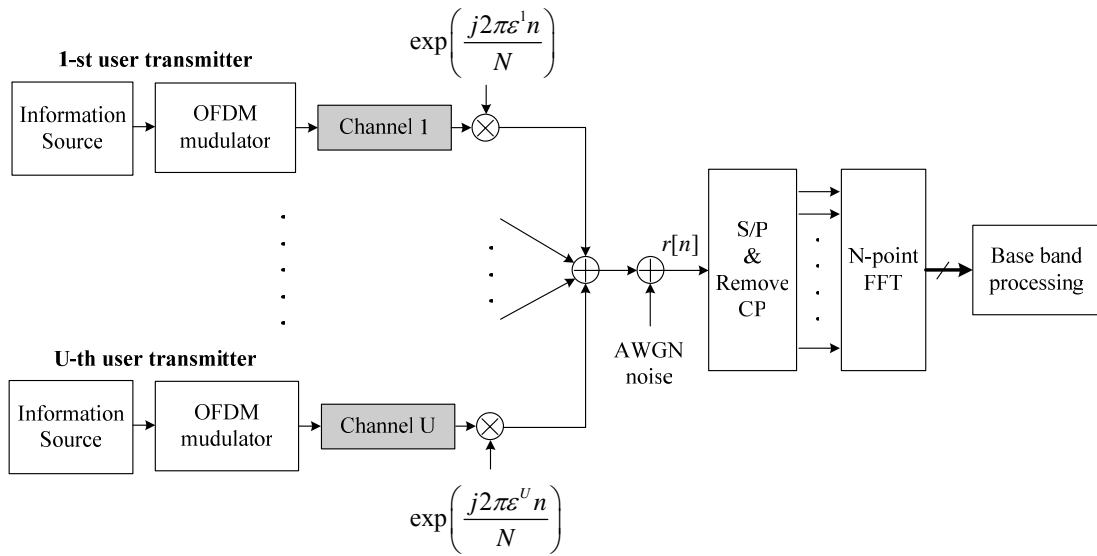


圖 2.2.2 簡化後 OFDMA 上傳連結基頻系統

假設此系統共有 U 個用戶端 (SS)，每個用戶端都會經過獨立的多路徑頻率選擇性衰減通道 (multi-path frequency selective fading channel)，與基地台通訊，如圖 2.2.2 所示。為了簡化問題，我們假設此系統在時間上是完美同步的 (perfect timing synchronization)，系統總子載波數目，即 DFT 長度為 N ，每個用戶都分配到相同的子載波個數，且每個子載波只能給一個用戶使用，其餘的標記符號皆與 1.3.2.1 小節相同。

經過通道及可加性雜訊後，基地台 (BS) 接收到的基頻信號為所有用戶傳送信號與雜訊的總和，即：

$$r[n] = \sum_{i=1}^U \left(r^i[n] \right) \cdot e^{\frac{j2\pi\epsilon^i n}{N}} + w[n] \quad (2.7)$$

其中 $r^i[n] = s^i[n] * h^i[n]$ ， $s^i[n]$ 是第 i 個用戶的傳送時域信號為， $h^i[n]$ 為通道脈衝響應，通道的最大延遲擴散 (channel delay spread) 為 L ； ϵ^i ， $i=1, \dots, U$ 代表第 i 個用戶正規化後的載波頻率偏移值， $\epsilon^i = \Delta f^i / f_{sub}$ ，其中 f_{sub} 表示相鄰子載波的頻寬間距， $w[n]$ 則為可加性白色高斯雜訊 (AWGN)。

我們將接收信號 $r[n]$ 經 FFT 解調變後，在屬於第 j 個用戶的第 k 個子載波上

的頻域符元可以表示為：

$$\begin{aligned}
z_k^j &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} r[n] \cdot e^{-\frac{j2\pi nk}{N}} \\
&= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} \left(\sum_{i=1}^U (r^i[n]) \cdot e^{\frac{j2\pi \varepsilon^i n}{N}} + w[n] \right) \cdot e^{-\frac{j2\pi nk}{N}} \\
&= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left(\sum_{i=1}^U \left[e^{\frac{j2\pi \varepsilon^i n}{N}} \cdot \sum_{k'=0}^{N-1} H_k^i c_{k'}^i e^{\frac{j2\pi k' n}{N}} \right] + w[n] \right) \cdot e^{-\frac{j2\pi nk}{N}} \\
&= \frac{1}{N} \sum_{i=1}^U \left(H_k^i c_k^i \otimes \left(\sum_{n=0}^{N-1} e^{\frac{j2\pi \varepsilon^i n}{N}} \cdot e^{-\frac{j2\pi nk}{N}} \right) \right) + W_k \\
&= \underbrace{\sum_{i=1}^U \sum_{l=0}^{N-1} H_l^i c_l^i \cdot I_{k,l}^i}_{\text{circular convolution}} + W_k \\
&= \underbrace{\sum_{l=0}^{N-1} H_l^j c_l^j \cdot I_{k,l}^j}_{\text{desired signal \& ICI}} + \underbrace{\sum_{i \neq j} \sum_{l \neq k} H_l^i c_l^i \cdot I_{k,l}^i}_{\text{MAI}} + W_k
\end{aligned} \tag{2.8}$$

(2.8) 式中 H_l^j 與 c_l^j 可參考 1.3.2.2 節中的定義， W_k 則為雜訊的頻譜響應，而 $I_{k,l}^i$

的定義與 (2.3) 式相近，如下：

$$\begin{aligned}
I_{k,l}^i &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{\frac{j2\pi \varepsilon^i n}{N}} \cdot e^{-\frac{j2\pi n(k-l)}{N}} \\
&= \frac{\sin \pi (k-l-\varepsilon^i)}{N \cdot \sin \frac{\pi}{N} (k-l-\varepsilon^i)} \cdot e^{-j\pi \left(1-\frac{1}{N}\right) (k-l-\varepsilon^i)}
\end{aligned} \tag{2.9}$$

$I_{k,l}^i$ 的物理意義為第 l 個子載波因為偏移量 ε^i 而對第 k 個子載波所造成的干擾量，假設系統參數 $N = 64$ ， $\varepsilon^i = 0.1 \sim 0.5$ ，我們對 $|I_{k,l}^i|$ 與子載波索引 (index) 做圖，觀察 ε^i 值的大小對其他子載波所產生的干擾程度為何，如下圖 2.2.3 所示。

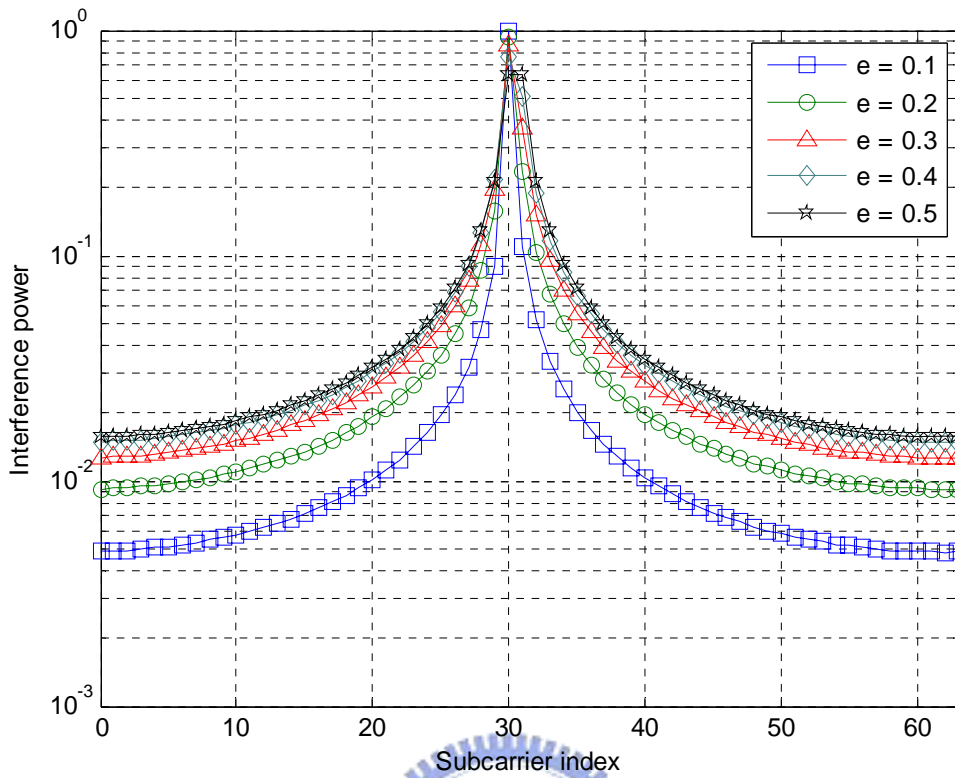


圖 2.2.3 $|I_{k,l}^i|$ 與子載波索引 (index) 關係圖

上圖顯示出當某用戶的 CFO, ε^i 值越大時, 此子載波的能量越會被分散到其他的子載波位置上, 不僅會降低自身的能量, 也會提高對其他子載波干擾的能量, 減低整體系統的信號對干擾功率比 (Signal to Interference and Noise Ratio, SINR)。

假設此系統是使用區塊配置 (Block allocation) 法來分配子載波給每個用戶, 每個區塊包含 $M = N/U$ 個子載波, 為了方便後端做信號處理, 我們將 (2.8) 式推廣並表示成矩陣形式為:

$$\mathbf{Z} = \mathbf{I}\mathbf{H}\mathbf{C} + \mathbf{W} \quad (2.10)$$

$\mathbf{Z} = [(\mathbf{z}^1), (\mathbf{z}^2), \dots, (\mathbf{z}^{U-1}), (\mathbf{z}^U)]^T$ 為一 $N \times 1$ 之向量, 是經由 FFT 解調變輸出的信號,

$\mathbf{z}^i = [z_1^i, z_2^i, \dots, z_M^i]$ 為 $1 \times M$ 向量, 是包含在 Γ_i 子載波集合中的頻域接收信號; \mathbf{I}

是總干擾矩陣, 可表示為:

$$\mathbf{I} = \begin{bmatrix} \underline{\mathbf{I}}^{1,1} & \cdots & \underline{\mathbf{I}}^{1,U} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \underline{\mathbf{I}}^{U,1} & \cdots & \underline{\mathbf{I}}^{U,U} \end{bmatrix}_{N \times N} \quad (2.11)$$

此矩陣內的子矩陣 $\underline{\mathbf{I}}^{l,k}$ 則為下式：

$$\underline{\mathbf{I}}^{l,k} = \begin{bmatrix} I^k_{(l-1)M+1,(k-1)M+1} & \cdots & I^k_{(l-1)M+1,k-M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ I^k_{lM,(k-1)M+1} & \cdots & I^k_{lM,k-M} \end{bmatrix}_{M \times M} \quad (2.12)$$

$\underline{\mathbf{I}}^{l,k}$ 表示第 k 個用戶對第 l 個用戶的干擾量，且每個子干擾矩陣 $\underline{\mathbf{I}}^{l,k}$ 都具有 Toeplitz 矩陣結構，其內部元素 $I^i_{k,j}$ 即為 (2.9) 式；

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \underline{\mathbf{H}}^1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & 0 & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & \underline{\mathbf{H}}^U \end{bmatrix}_{N \times N} \quad (2.13)$$

\mathbf{H} 為通道頻率響應矩陣，是一對角矩陣，內部子矩陣 $\underline{\mathbf{H}}^i$ 表示為

$$\underline{\mathbf{H}}^i = \begin{bmatrix} H^i_{(i-1)M+1} & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & H^i_{iM} \end{bmatrix}_{M \times M} \quad (2.14)$$

也為一對角矩陣，代表第 i 個用戶的通道頻率響應矩陣； $\mathbf{C} = \sum_{i=1}^U \mathbf{c}^i$ 表示所有用戶的傳送信號符元總和，因為系統假設為使用區塊配置法，所以 \mathbf{C} 可以表示為：

$$\begin{aligned} \mathbf{C} &= \left[c_0^1, \cdots, c_{M-1}^1, c_M^2, \cdots, c_{2M-1}^2, \cdots, c_{(U-1)M}^U, \cdots, c_{UM-1}^U \right]^T \\ &= \left[(\underline{\mathbf{c}}^1)^T, (\underline{\mathbf{c}}^2)^T, \cdots, (\underline{\mathbf{c}}^U)^T \right]^T \end{aligned} \quad (2.15)$$

\mathbf{W} 則為 AWGN 雜訊向量。將 (2.11) 到 (2.15) 代入 (2.10) 可得下式：

$$\begin{bmatrix} \underline{\mathbf{z}}^1 \\ \vdots \\ \underline{\mathbf{z}}^U \end{bmatrix}_{N \times 1} = \begin{bmatrix} \underline{\mathbf{I}}^{1,1} & \cdots & \underline{\mathbf{I}}^{1,U} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \underline{\mathbf{I}}^{U,1} & \cdots & \underline{\mathbf{I}}^{U,U} \end{bmatrix}_{N \times N} \cdot \begin{bmatrix} \underline{\mathbf{H}}^1 & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \cdots & \underline{\mathbf{H}}^U \end{bmatrix}_{N \times N} \cdot \begin{bmatrix} \underline{\mathbf{c}}^1 \\ \vdots \\ \underline{\mathbf{c}}^U \end{bmatrix}_{N \times 1} + \begin{bmatrix} \underline{\mathbf{W}}^1 \\ \vdots \\ \underline{\mathbf{W}}^U \end{bmatrix}_{N \times 1} \quad (2.16)$$

我們可以進一步將第 i 的用戶的接收信號 $\underline{\mathbf{z}}^i$ 表示為：

$$\begin{aligned}\underline{\mathbf{z}}^i &= \sum_{m=1}^U \underline{\mathbf{I}}^{i,m} \underline{\mathbf{H}}^m \underline{\mathbf{c}}^m + \underline{\mathbf{W}}^i \\ &= \underbrace{\underline{\mathbf{I}}^{i,i} \underline{\mathbf{H}}^i \underline{\mathbf{c}}^i}_{\text{desired signal and ICI}} + \underbrace{\sum_{m \neq i}^U \underline{\mathbf{I}}^{i,m} \underline{\mathbf{H}}^m \underline{\mathbf{c}}^m}_{\text{MAI}} + \underline{\mathbf{W}}^i\end{aligned}\quad (2.17)$$

(2.17) 式中，第一項是我們所想要偵測的第 i 個用戶的信號，其中也包含了自身的干擾 ICI，第二項則是來自其他用戶的干擾(MAI)，此項干擾是影響 OFDMA 上傳連結系統效能最主要的原因，如何消除或減輕 MAI 的影響將是本篇論文最主要的重點。

為了更清楚看出干擾矩陣 \mathbf{I} 之特性，我們利用 Matlab 中的 mesh function，畫出 \mathbf{I} 的振幅分佈情形，假設系統參數為：

- 用戶總數：U = 4。
- 子載波總數：N = 64。
- 相對應的 CFO 值： $[\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3, \varepsilon_4] = [0.4, -0.3, 0.25, -0.2]$

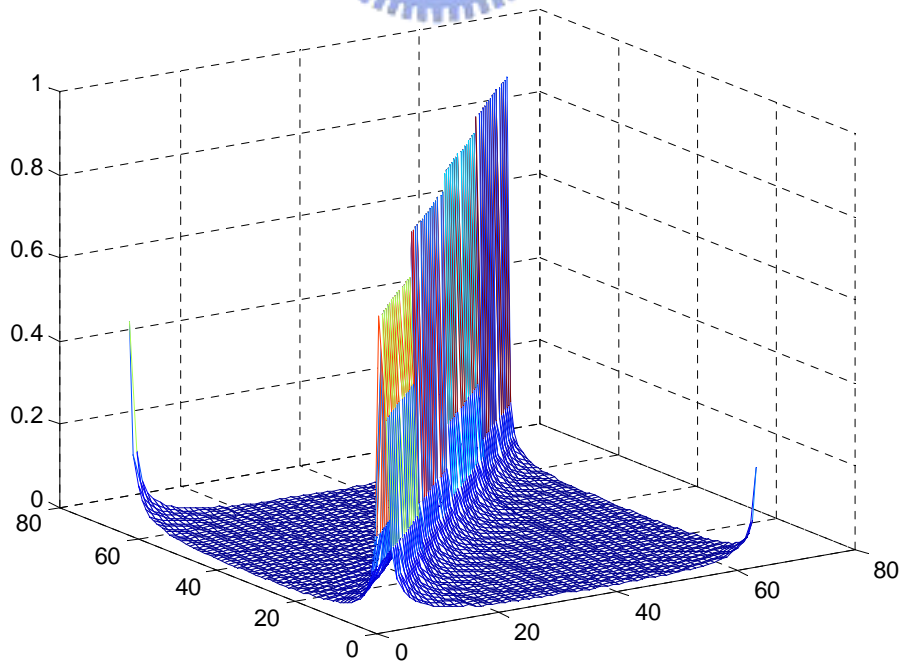


圖 2.2.4 干擾矩陣絕對值振幅分佈

從圖 2.2.4 中能夠很容易看出干擾矩陣 \mathbf{I} 的能量分佈情形， \mathbf{I} 的大部分能量都集中在主對角線以及主對角線附近，另外左右兩側角落的振幅也明顯較高，這是因為 \mathbf{I} 是 circular convolution 矩陣的緣故。圖中不連續之處是由於每個用戶的 CFO 值， $[\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3, \varepsilon_4] = [0.4, -0.3, 0.25, -0.2]$ 不同所致，頻率偏移量越大的用戶，主對角線上的振幅就越低 (ICI 較嚴重)，被分散到其他子載波的能量也就越高 (MAI 嚴重)，

2.3 循環字首 (Cyclic Prefix) 所造成的相位延遲補償

實際的 OFDMA 系統在傳送信號時，通常會加上循環字首 (CP) 來對抗多路徑通道所產生的延遲擴散，在上一小節中所推導出的頻域接收符元信號 (2.8) 式中，並沒有將循環字首的影響考慮進去，由於載波頻率偏移所造成的相位差 $e^{\frac{j2\pi\varepsilon^i n}{N}}$ 會隨著時間增加而累積，如下圖所示 (假設 CP 長度為 N_g)：

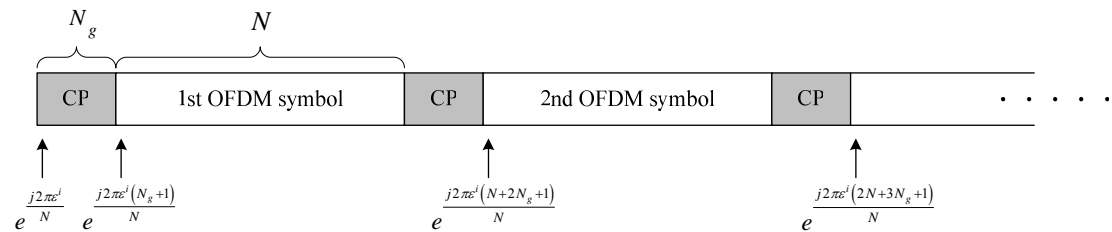


圖 2.3.1 OFDM 符元與對應的 CFO 相位差

由圖 2.3.1 可看出循環字首會造成兩個相鄰的 OFDM 符元之間會有一段相位差，此問題在做頻率補償時需要特別注意，尤其是在頻域上做補償 (在時域上做補償則不會遇到此問題，這些頻率補償方法將在下一章介紹並討論)。我們考慮循環字首造成的相位差，將 (2.8) 式修改為：

$$\begin{aligned}
z_{k,(b)}^j &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=(b-1)N+bN_g+1}^{b(N+N_g)} \left(\sum_{i=1}^U (r_{(b)}^i[n]) \cdot e^{\frac{j2\pi\varepsilon^i n}{N}} + w_{(b)}[n] \right) \cdot e^{\frac{-j2\pi nk}{N}} \\
&= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left(\sum_{i=1}^U \left[e^{\frac{j2\pi\varepsilon^i [(b-1)N+bN_g+1]}{N}} \cdot \sum_{k=0}^{N-1} H_{k,(b)}^i c_{k,(b)}^i e^{\frac{j2\pi k n}{N}} \right] + w_{(b)}[n] \right) \cdot e^{\frac{-j2\pi nk}{N}} \\
&= \frac{1}{N} \sum_{i=1}^U e^{\frac{j2\pi\varepsilon^i [(b-1)N+bN_g+1]}{N}} \cdot \left(H_{k,(b)}^i c_{k,(b)}^i \otimes \left(\sum_{n=0}^{N-1} e^{\frac{j2\pi\varepsilon^i n}{N}} \cdot e^{\frac{-j2\pi nk}{N}} \right) \right) + W_{k,(b)} \\
&= \sum_{i=1}^U e^{\frac{j2\pi\varepsilon^i [(b-1)N+bN_g+1]}{N}} \cdot \underbrace{\sum_{l=0}^{N-1} H_{l,(b)}^i c_{l,(b)}^i \cdot I_{k,l,(b)}^i}_{\text{circular convolution}} + W_{k,(b)}
\end{aligned} \tag{2.18}$$

其中下標 b 代表第 b 個傳送的 OFDM 符元，(2.18)式所代表的意義是，載波頻率偏移對接收頻域信號 $z_{k,(b)}^j$ 的影響除了干擾項 $I_{k,l,(b)}^i$ 外，還要考慮由循環字首造成的

的相位差 $\exp\left(\frac{j2\pi\varepsilon^i [(b-1)N+bN_g+1]}{N}\right)$ ，因為此相位差對個別用戶所有子載波

上的信號 $z_{k,(b)}^i$ ， $i=1,\dots,U$ ， $k=1,\dots,M$ 產生的影響是相同的，因此我們可以

將這項相位差的效應歸納到通道 (channel, \mathbf{H}) 的效應中，修改後的通道矩陣如

下式：

$$\begin{aligned}
\tilde{\mathbf{H}}_{(b)} &= \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{(b)}^1 \cdot e^{\frac{j2\pi\varepsilon^1 [(b-1)N+bN_g+1]}{N}} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \mathbf{H}_{(b)}^U \cdot e^{\frac{j2\pi\varepsilon^U [(b-1)N+bN_g+1]}{N}} \end{bmatrix}_{N \times N} \\
&= \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{H}}_{(b)}^1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \tilde{\mathbf{H}}_{(b)}^U \end{bmatrix}_{N \times N}
\end{aligned}$$

(2.19)

考慮 CP 造成的相位差後，接收端收到的第 b 個 OFDMA 頻域信號 (2.10) 式可改寫為：

$$\mathbf{Z}_{(b)} = \mathbf{I}\tilde{\mathbf{H}}_{(b)}\mathbf{C}_{(b)} + \mathbf{W}_{(b)} \quad (2.20)$$

上式表達出一個重要的現象，即無論目前收到的是第幾個 OFDMA 符元，干擾矩陣 \mathbf{I} 都是固定的，它不會隨著不同的 OFDMA 符元而改變，會改變的是通道矩陣 $\tilde{\mathbf{H}}_{(b)}$ 。維持干擾矩陣 \mathbf{I} 為固定值將有助於我們在下面章節所提出之頻域 CFO 補償演算法的運作。

2.4 OFDM 系統的頻率偏移估計方法

本章前半部份已詳述在 OFDM 及 OFDMA 系統上，載波頻率偏移 (CFO) 所造成的問題，要在接收端解決 CFO 問題，首先必須要能估計出頻率偏移量，才能進行頻率補償。OFDM 系統的 CFO 估計技術在近年來已被廣泛研究與討論，並有大量的文獻被發表，主要的方法可分為三類[11]：

- ◆ Data aided：由傳送端在傳送信號中加入特定之訓練符號 (training symbols)，接收端利用這些已知的訓練符號所帶的資訊 (information) 來估計出 CFO。
- ◆ Non-data aided：在頻域上分析接收信號，不需要額外的訓練符號，但估計效果較差。
- ◆ Cyclic prefix based：接收端利用具有重複性質的循環字首 (CP) 來估計 CFO，此方法優點是不需要傳送額外的導引符號 (pilot symbols)，因此不會增加系統的 overhead。

無線區域網路 (WLAN) 最適合使用第一類的方法，因為其 preamble 使得接收端能夠用最大相似性演算法 (maximum likelihood algorithm) 估計出 CFO；而第二及第三類方法則較適合用於廣播或連續傳輸的 OFDM 系統上。根據本文所採

用的系統架構，我們將以第一類的演算法為基礎來估計 CFO，下面將分別介紹兩種在時域及頻域上估計 CFO 之演算法。

2.4.1 時域 CFO 估計演算法 (Time domain approach) [11]

此方法為利用接收時域信號之 data-aided maximum likelihood estimator，需要至少兩段連續且重複的符元序列，假設傳送時域信號 s_n 經調變至射頻後為：

$$y_n = s_n e^{j2\pi f_{tx} n T_d} \quad (2.21)$$

其中 T_d 為取樣週期 (sampling period)， f_{tx} 傳送端載波頻率， f_{rx} 接收端載波頻率。假設忽略雜訊的影響，接收基頻時域信號 (經過 down convert 後)：

$$\begin{aligned} r_n &= s_n e^{j2\pi f_{tx} n T_d} \cdot e^{-j2\pi f_{rx} n T_d} \\ &= s_n e^{j2\pi (f_{tx} - f_{rx}) n T_d} \\ &= s_n e^{j2\pi (\Delta f) n T_d} \end{aligned} \quad (2.22)$$

其中 $\Delta f = f_{tx} - f_{rx}$ 為傳送及接收端載波頻率之差，假設 D 為兩個訓練符號中的兩個相同取樣點之間的延遲時間，定義一個相關變數 z 為：

$$\begin{aligned} z &= \sum_{n=0}^{L-1} r_n r_{n+D}^* \\ &= \sum_{n=0}^{L-1} s_n e^{j2\pi (\Delta f) n T_d} \cdot \left(s_{n+D} e^{j2\pi (\Delta f) (n+D) T_d} \right)^* \\ &= \sum_{n=0}^{L-1} s_n s_{n+D}^* e^{j2\pi (\Delta f) n T_d} \cdot e^{-j2\pi (\Delta f) (n+D) T_d} \\ &= e^{-j2\pi (\Delta f) D T_d} \sum_{n=0}^{L-1} |s_n|^2 \end{aligned} \quad (2.23)$$

由 (2.23) 式中可看出， z 的角度與頻率偏移 Δf 成比例，因此可推導出頻率偏移估計為：

$$\hat{\Delta f} = -\frac{1}{2\pi D T_d} \angle z \quad (2.24)$$

上述演算法需要特別注意操作範圍，所謂操作範圍是指所能估計的最大 CFO 值，這個範圍與訓練符號的長度有直接的關係， z 的角度為 $-2\pi(\Delta f)DT_d$ ，明確的定義在範圍 $[-\pi, \pi)$ 內，因此若頻率偏移之絕對值大於下列的限制時

$$|\Delta f| \geq \frac{\pi}{2\pi DT_d} = \frac{1}{2DT_d} \quad (2.25)$$

所得到的估計值 $\hat{\Delta f}$ 將會錯誤，因為 z 所旋轉的角度超過 π 。一般通常會將最大允許估計的頻率偏移量寫成與子載波間距 f_d 的關係式如下：

$$\frac{1}{2DT_d} = \frac{1}{2} f_d \quad (2.26)$$

此時 D 等於 OFDM 符元長度，所以可允許的最大頻率偏移估計量等於子載波間距的一半，此處有一點需注意，若訓練符號包含循環字首（CP）時，延遲時間將會大於 OFDM 符元長度，造成可估計的範圍縮小。

[12]中，Beek 證明在 AWGN 通道下，上述估計值 $\hat{\Delta f}$ 為頻率偏移的最大相似性估計結果。另外，同樣在 AWGN 情況下，Schimdl 與 Cox[13]分析此演算法之效能，並發現在高 SNR 時，估計值的變異數 $\sigma_{\Delta f}^2$ 正比於

$$\sigma_{\Delta f}^2 \sim \frac{1}{L \cdot \text{SNR}} \quad (2.27)$$

由上式可知，當估計所用的取樣點數越多時，能夠得到越準確的估計值。

2.4.2 頻域 CFO 估計演算法（Frequency domain approach）[3]

1994 年 Moose 提出了在 DFT 解調變之後，也就是在頻域上估計頻率偏移的演算法，與時域估計演算法相同，[3]也需要至少兩段連續且重複的符元序列，Moose 的演算法推導如下。為了方便起見，假設雜訊的影響可以忽略，兩段連續且重複的訓練符號為：

$$r_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \left[\sum_{k=0}^{N-1} X_k H_k e^{\frac{j2\pi n(k+\Delta f T)}{N}} \right], \quad n = 0, 1, \dots, 2N-1 \quad (2.28)$$

其中 X_k 為傳送頻域資料符元， H_k 第 k 個子載波的通道頻率響應， N 為子載波總個數， Δf 是正規化為子載波間距後的頻率偏移量，將第一個接收的 OFDM 符元經過 DFT 後，第 k 個子載波的取樣值為：

$$R_{1,k} = \sum_{n=0}^{N-1} r_n e^{-j2\pi kn/N}, \quad k=0, \dots, N-1 \quad (2.29)$$

第二個接收的 OFDM 符元經過 DFT 後為：

$$\begin{aligned} R_{2,k} &= \sum_{n=N}^{2N-1} r_n e^{-j2\pi kn/N} \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} r_{n+N} e^{-j2\pi kn/N}, \quad k=0, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (2.30)$$

由 (2.28) 式可推導一重要關係式：

$$\begin{aligned} r_{n+N} &= \frac{1}{\sqrt{N}} \left[\sum_{k=0}^{N-1} X_k H_k e^{\frac{j2\pi(n+N)(k+\Delta f T)}{N}} \right] \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \left[\sum_{k=0}^{N-1} X_k H_k e^{\frac{j2\pi n(k+\Delta f T)}{N}} e^{\frac{j2\pi(k+\Delta f T)N}{N}} \right] \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \left[\sum_{k=0}^{N-1} X_k H_k e^{\frac{j2\pi n(k+\Delta f T)}{N}} e^{j2\pi(k+\Delta f T)} \right] \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \left[\sum_{k=0}^{N-1} X_k H_k e^{\frac{j2\pi n(k+\Delta f T)}{N}} \right] e^{j2\pi\Delta f T} \\ &= r_n e^{j2\pi\Delta f T} \end{aligned} \quad (2.31)$$

其中 $e^{j2\pi k} = 1$ 。由 (2.31) 式的關係，可以推出

$$R_{2,k} = R_{1,k} e^{j2\pi\Delta f T} \quad (2.32)$$

(2.32) 式表示，在兩個連續的 OFDM symbol 中的同一個子載波，都遭受到相同的相位位移，此相位位移與 Δf 成正比，因此載波頻率偏移 Δf 可以藉由這個固定的相位位移特性估計出來，定義變數 z 為：

$$\begin{aligned} z &= \sum_{k=0}^{N-1} R_{1,k} R_{2,k}^* \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} R_{1,k} (R_{1,k} e^{j2\pi\Delta f T})^* \\ &= e^{-j2\pi\Delta f T} \sum_{k=0}^{N-1} R_{1,k} R_{1,k}^* \\ &= e^{-j2\pi\Delta f T} \sum_{k=0}^{N-1} |R_{1,k}|^2 \end{aligned} \quad (2.33)$$

z 為一複數變數，其相位角剛好為頻率偏移 Δf ，最後，我們可以得到估計的載波頻率偏移為：

$$\hat{\Delta f} = -\frac{1}{2\pi} \angle z \quad (2.34)$$

此結果與時域估計演算法的結果 (2.24) 相當類似。

與時域估計方法相同，頻域估計法的估計範圍也介於 $[-\pi, \pi)$ ，可允許的最大頻率偏移估計量等於子載波間距的一半，[3]中也證明了估計值的變異數 $\sigma_{\Delta f}^2$ 正比於

$$\sigma_{\Delta f}^2 \sim \frac{1}{N \cdot SNR} \quad (2.35)$$

另外，[3]中分析估計誤差 (estimation error) 只與總符元能量 (total symbol energy) 有關，所以此演算法在多路徑衰減通道 (multi-path fading channel) 下依然能夠正常運作，然而，它必須假設在兩個連續的 OFDM 符元的週期內，頻率偏移值與通道響應都是不變的。



2.5 OFDMA uplink 系統的頻率偏移估計方法

相較於只遭遇單一 CFO 的 OFDM 系統，OFDMA uplink 系統會同時遭遇多個用戶上傳資料給基地台，而且每個用戶的 CFO 不盡相同，這會使得 OFDMA uplink 系統遭遇額外的干擾，即為多用戶存取干擾 (MAI)，MAI 的影響會造成 OFDMA uplink 系統不能適用於 OFDM 系統所使用的 CFO 估計演算法，為了解決這個問題，近年來有許多關於如何在 OFDMA uplink 系統上估計 CFO 的文獻被發表[14-18]，例如[14]是先以一組帶通濾波器 (band-pass filter) 分離出每個用戶的接收信號，如下圖 2.5.1，再利用修改後的 CFO estimator [12]，在時域上分別估計各個用戶的 CFO 值，此演算法是屬於 cyclic prefix based 的方法。由於 MAI 是分佈在整個頻帶上，因此即使在時域上用理想的帶通濾波器也無法消除 MAI 的影響，在 MAI 嚴重的情形下 (CFO 偏移量大時) 將會造成[12]演算法的估計效能大幅下降，另外此方法只適用於區塊配置 (block allocation) 的系統。

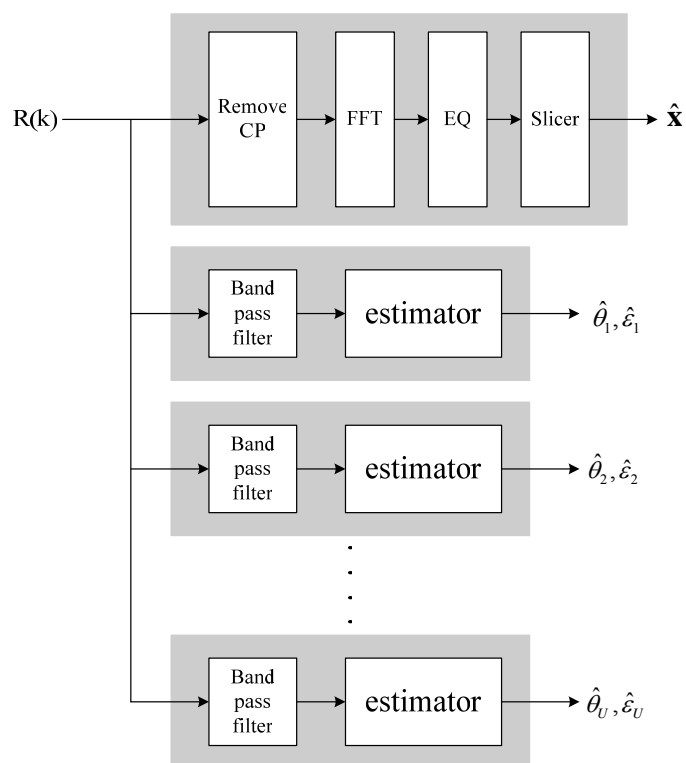


圖 2.5.1 [14]之接收機架構

[16]提出用在 OFDMA uplink 系統上結合時間與頻率同步的演算法，此文獻假設在某一時間點，只有一個用戶是不同步，其他用戶都是完美同步，因此不會有來自其他用戶的干擾，然而此假設並不合理，因為同一時間可能有多個用戶與基地台是不同步的。

[15]提出適用於交錯配置 (interleaved allocation) OFDMA 系統的估計方法，在 interleaved OFDMA 系統中，每個用戶的時域信號會具有特殊週期性結構，[15]作者利用此特性導出特殊之數學模型，並表示成矩陣形式，以方便作信號處理，但其缺點是複雜度相當高，且只適用於 interleaved OFDMA 系統。

從本小節前面簡述幾種 OFDMA uplink 系統的 CFO 估計方法，我們不難發現到，要設計適用於 OFDMA uplink 系統的 CFO 估計所要面臨最大的問題就是多用戶存取干擾 (MAI)，因為不管是在時域或頻域上估計 CFO，所使用的 estimation criterion 都與單一用戶的 OFDM 系統相似，甚至相同，因此如何處理或減輕 MAI 的影響，是能否在 OFDMA uplink 系統做好 CFO 估計的重要課題，

以下我們將整理一些文獻上如何處理這項問題的方法：

1. MAI 可分成兩個部份來討論，main-lobe effect 與 side-lobe effect，如下圖 2.5.2，[17]採用取 sub-band 中間受到 MAI 影響較小的部份來做 CFO estimation（等效於將 guard band 加大），但此方法只能夠減輕干擾的 main-lobe 部分之影響，side-lobe 部分影響依然存在。

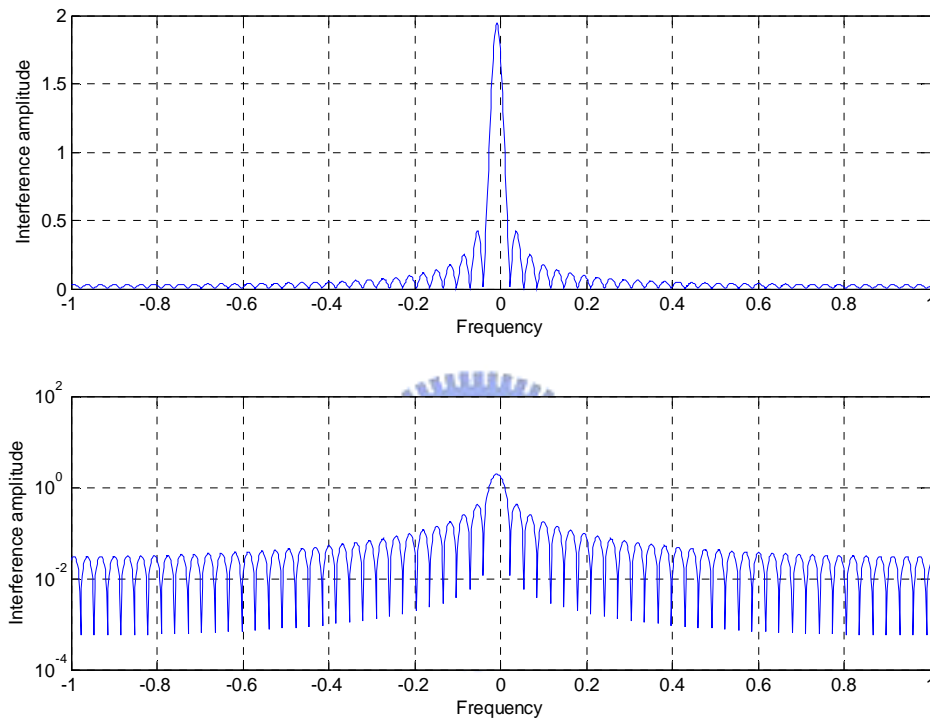


圖 2.5.2 干擾的 main-lobe 與 side-lobe 成分 ($N = 64$, $\epsilon = 0.3$)

2. [17]也提出根據初步估記的 ϵ 值，將經過 FFT 後頻譜上的取樣點作左移或右移，藉此消除 MAI 干擾的影響。（此方法假設只有一個鄰近的用戶會對自己造成干擾），但此方法會有下列幾個問題：
 - (a) 粗估的 ϵ 值若不夠準時，將頻譜取樣點左移或右移，可能會造成額外的誤差。
 - (b) 實際系統通常不會只有鄰近的一個用戶會對自己產生干擾，可能在同一時間會有更多來自不同用戶的 MAI。

(c) 平移頻譜上的取樣點，雖可能減少 MAI 的影響，但也有可能造成額外的 ICI。

3. 使用特殊的訓練符號序列 (training sequences)，例如[17]。
4. 使用干擾消除機制 (interference cancellation) 來消除 MAI，例如[18]，假設 $s_i(n)$ 為已知的訓練符元， $h_i(n)$ 為第 i 個對應的通道響應，而

$$y_i(n) = s_i(n) * h_i(n) = \sum_{l=0}^{N-1} s_i(n-l) \cdot h_i(l) \quad (2.36)$$

[18]的干擾消除機制為：

- ◆ MAI estimation : for $i = 1$ to U .

$$r_{i,est}(n) = y_i(n) \cdot \exp\left(j \frac{2\pi n \cdot \hat{\epsilon}_i(n-1)}{N}\right) \quad (2.37)$$

- ◆ MAI elimination : for $i = 1$ to U .

$$\hat{r}_i(n) = r(n) - \sum_{j \neq i}^U r_{j,est}(n) \quad (2.38)$$

圖 2.5.3 為[18]之架構圖。上述的干擾消除機制經過數次遞迴後，能夠有效將 MAI 的影響消除，但上述的機制必須假設在做 CFO 估計之前，通道響應 $h_i(n)$ 是已知的，這點假設實際上是不太合理的，因為實際系統通常要先做完頻率偏移補償後，才能做通道估測 (channel estimation)，因此在這個階段事實上通道的資訊 $h_i(n)$ 還是未知的。

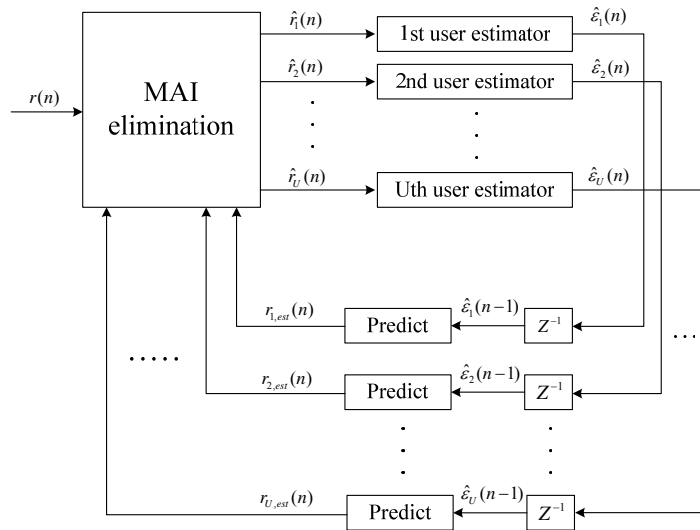


圖 2.5.3 [18] MAI 干擾消除機制

第三章

OFDMA Uplink 系統之載波頻率偏 移補償

上一章節中，我們介紹了載波頻率偏移 (CFO) 對 OFDMA 系統所造成的影響，以及一些在 OFDMA 系統估計載波頻率偏移的方法，本章將把重點放在如何補償載波頻率偏移。OFDM 系統作頻率同步的主要目的是要恢復子載波之間的正交性，傳統上做頻率補償主要有兩種策略，第一是在基地台 (BS) 做完頻率估計後，在將估計的頻率偏移值反饋 (feedback) 回去給用戶端 (SS)，用戶端根據反饋的頻率估計值對其振盪器做調整，以達到頻率同步的目的；第二種則是頻率估計與頻率補償都在基地台執行，這樣可以節省回傳給用戶端調整所需要的延遲時間 (overhead)，本論文將重點放在第二類的頻率補償策略，本章所要介紹的演算法都是屬於第二類的方法。

我們將介紹的方法可分為兩大類，第一類是在時域 (time domain) 上的補償方法 [19]，這種方法主要用在單一用戶的系統上，又可稱為 Single-user detector，但是在多用戶系統上此方法的效果不佳；第二類的方法則是在頻域上做頻率補償 ([10], [19-22])，此類的方法比較適合多用戶系統，因為在頻域上 (接收信號經過 DFT 之後) 我們能夠很容易分離出每個用戶所使用的信號 (因每個用戶都使用不同的子載波頻段)，這將有助於針對特定用戶做頻率補償，而不會對其他用戶的信號造成額外的干擾。

3.1 時域載波頻率偏移補償方法

3.1.1 直接補償法 (direct method)

又可稱為 Single-user detector [19]，我們舉兩個用戶為例，架構如圖 3.1.1 所

示，需要兩組 N 點 FFT，並且在 FFT 之前分別對不同用戶乘上 $e^{-\frac{j2\pi\hat{\epsilon}^i n}{N}}$ ， $i=1, 2$ ，以做頻率補償，因此只需要 U 個乘法器。頻率補償後，經過 N 點 FFT 解調變，然後依照每個用戶所使用的子載波索引 (index) 取出信號符元做偵測，其他不屬於此用戶的資料則除去不用。

由於 $r[n]$ 是所有用戶傳送信號的總和，因此將 $r[n]$ 乘上 $e^{-\frac{j2\pi\hat{\epsilon}^i n}{N}}$ 後，屬於第 i 個用戶的載波頻率偏移 (CFO) 會變為 $|\epsilon^i - \hat{\epsilon}^i|$ ，若 $\hat{\epsilon}^i$ 估計的夠準，則 $|\epsilon^i - \hat{\epsilon}^i|$ 會相當接近零，不過屬於其他用戶的載波頻率偏移值則會變為 $|\epsilon^l - \hat{\epsilon}^i|$ ， $l \neq i$ ，若是用戶之間頻率偏移的方向相同， $|\epsilon^l - \hat{\epsilon}^i|$ 的值會變小，但若偏移的方向不同， $|\epsilon^l - \hat{\epsilon}^i|$ 的值將會變大，使得第 l 個用戶的頻率偏移反而增大，對第 i 個用戶的干擾 (MAI) 也會更大，造成整體系統效能降低。

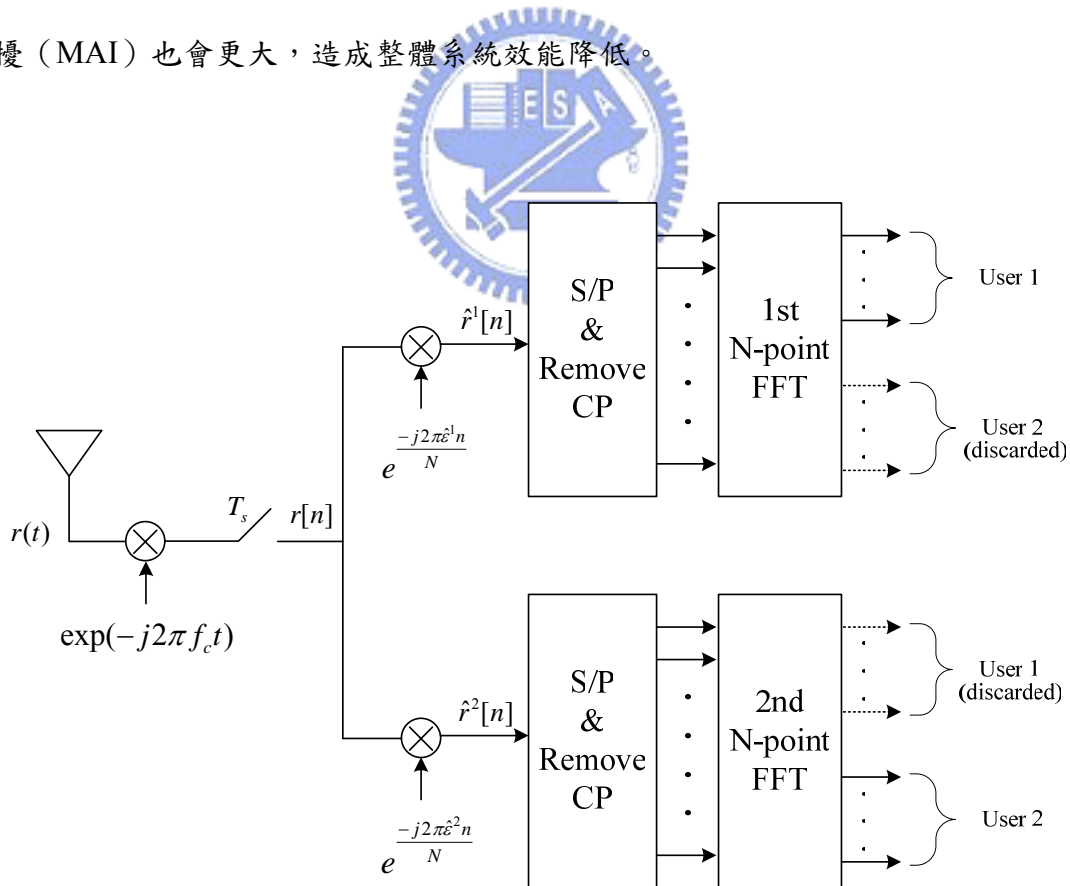


圖 3.1.1 Single-user detector 架構

綜合上述的討論，直接補償法的優點是相當簡單，只需直接將 $r[n]$ 乘上 $e^{-\frac{j2\pi\epsilon^i n}{N}}$ 補償即可；主要缺點則是對頻率偏移的方向很敏感，若用戶之間偏移方向不同，用直接補償法會使其他用戶的偏移量不減反增，造成對自身信號更大的干擾，這點可由下圖 3.1.2 模擬證明，圖中兩條曲線的頻率偏移值皆相同，差別在於 * 號曲線的 CFO 偏移方向為 [+ + - +]，而 o 號曲線的 CFO 偏移方向為 [+ + + +]，很明顯看出偏移方向不同會使 direct method 的效能降低許多。

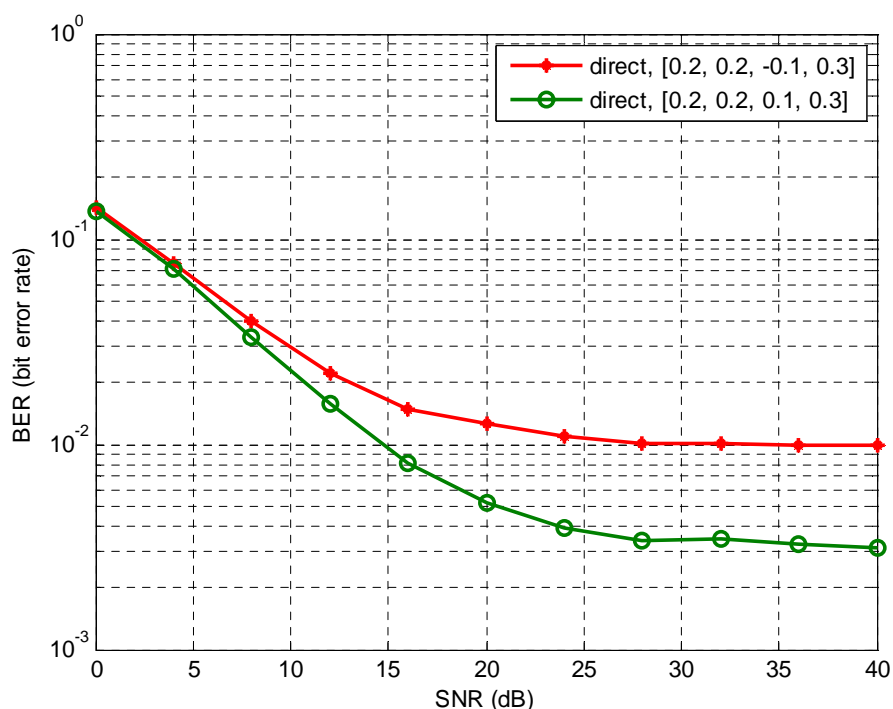


圖 3.1.2 direct method 受 CFO 偏移方向之影響

direct method 另一個缺點則是一個用戶就必須使用一個 N 點 FFT 來解調，因此若用戶數目很多時，硬體複雜度會隨之增加。

3.2 頻域載波頻率偏移補償方法

3.2.1 頻域直接補償法 (CLJL scheme)

為了解決時域直接補償法需要多個 N 點 FFT 做解調，[19]中提出一個解決

方法，依照作者們的姓名，我們將此方法簡稱為 CLJL scheme，此方法提出了一個相當重要的概念，就是將傳統上在時域做載波頻率補償，移到頻域上來做，參考圖 3.1.1，將 FFT 輸出表示為 $\{\hat{Y}_k^i, 0 \leq k \leq N-1\}$ ，而

$$\hat{Y}_k^i = DFT_N \left\{ r[n] \cdot e^{-\frac{j2\pi\epsilon^i n}{N}} \right\} = Y_k \otimes C_k^i \quad (3.1)$$

其中 $DFT_N \{\cdot\}$ 表 N 點 DFT， $Y_k = DFT_N \{r[n]\}$ ， \otimes 代表 N 點循環旋積 (circular convolution)，而 $C_k^i = DFT_N \{e^{-j2\pi\epsilon^i n/N}\}$ ，可以進一步表示為：

$$C_k^i = N \cdot \frac{\sin \pi(k + \hat{\epsilon}^i)}{N \cdot \sin \frac{\pi}{N}(k + \hat{\epsilon}^i)} \cdot e^{-j\pi\left(1-\frac{1}{N}\right)(k + \hat{\epsilon}^i)} \quad (3.2)$$

(3.1) 式所表示的即為在頻域上做直接頻率補償，因為時域上式相乘的運算，轉換到頻域則變為做 N 點循環旋積，將 (3.1) 式寫成向量形式如下

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{Y}}^{(i)} &= \mathbf{A}^{(i)} \cdot \left[\left(\mathbf{A}^{(i)} \mathbf{Z} \right) \otimes \mathbf{C}^{(i)} \right] \\ &= \mathbf{A}^{(i)} \cdot \left[\mathbf{z}^{(i)} \otimes \mathbf{C}^{(i)} \right] \\ &\quad + \underbrace{\mathbf{A}^{(i)} \left[\left(\mathbf{A}^{(i)} \sum_{m \neq i}^U \mathbf{z}^{(m)} \right) \otimes \mathbf{C}^{(i)} \right]}_{MAI} \\ &\quad + \underbrace{\mathbf{A}^{(i)} \cdot \left[\left(\mathbf{A}^{(i)} \mathbf{N} \right) \otimes \mathbf{C}^{(i)} \right]}_{noise} \end{aligned} \quad (3.3)$$

其中 \mathbf{Z} 已定義在 (2.16) 式中， $\hat{\mathbf{Y}}^{(i)} = [\hat{Y}_0^i, \dots, \hat{Y}_{M-1}^i]^T$ ，而 $\mathbf{A}^{(i)}$ 則為一對角矩陣，定義如下：

$$\mathbf{A}^{(i)}(n+1, n+1) = \begin{cases} 1, & n \in \Gamma_i \\ 0, & n \notin \Gamma_i \end{cases}, n = 0 \sim N-1 \quad (3.4)$$

$\mathbf{A}^{(i)}$ 的功能類似一個濾波器 (filter)，它能夠保留屬於第 i 個用戶的子載波，並濾掉其他的子載波。(3.3) 式中第一項包含要偵測的用戶信號，第二項為其他用戶的干擾，第三項則為雜訊。CLJL scheme 的架構如下圖 3.2.1 所示：

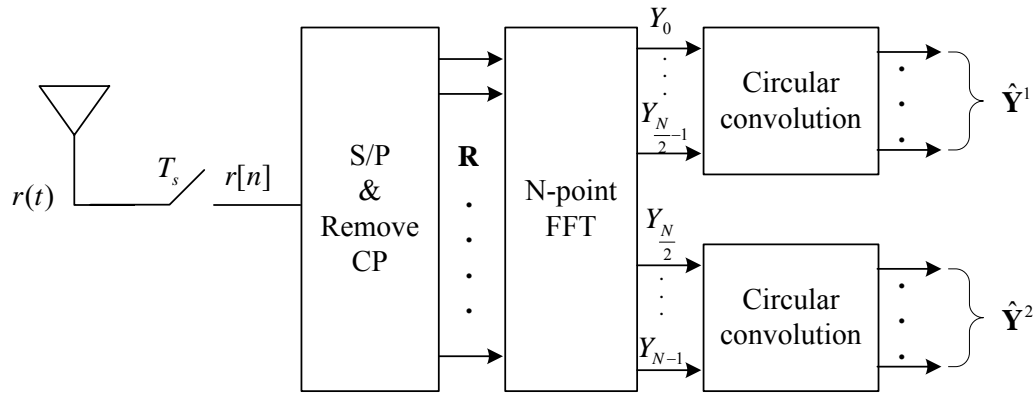


圖 3.2.1 CLJL scheme 架構

相較於時域直接補償法，CLJL scheme 只需要一個 FFT，所以硬體複雜度不會隨用戶數目增加而提高太多，另一個優點則是，CLJL scheme 對一個用戶做補償並不會造成對其他用戶的影響，這是因為在做完 FFT 之後，每個用戶的信號可以根據它們所使用相異的子載波而分離出來，並且各自分開做補償，所以不會造成對別人的干擾，這也使得 CLJL scheme 不會有像 3.1.1 節的方法那樣對頻率偏移的方向很敏感的缺點。不過 CLJL scheme 仍有個重大缺點，就是不能對抗多用戶存取干擾 (MAI) 的影響，它只能夠補償自身的干擾 ICI。

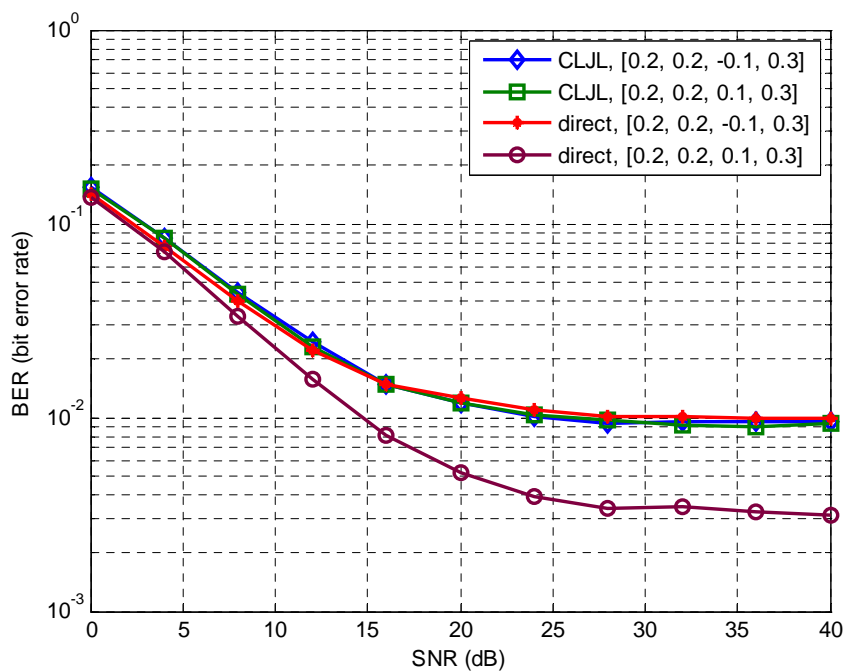


圖 3.2.2 direct method vs. CLJL

與時域的 direct method 相較，CLJL 的效能並不一定較好，如上圖 3.2.2 模擬結果所示，圖 3.2.2 可看出兩個現象，第一是 CLJL 演算法不易受 CFO 偏移方向的影響，不論偏移方向是[+ + - +]或[+ + + +]，效能表現幾乎相同，反觀 direct method 則容易受此因素影響效能；第二則是在 CFO 偏移方向皆相同時，direct method 效能優於 CLJL，所以 CLJL 的優點是對偏移方向不敏感，但是效能卻不一定較好。

與圖 3.1.1 比較，圖 3.2.1 雖然只需要一個 FFT，但卻需要做循環旋積運算，而循環旋積的運算複雜度遠高於圖 3.1.1 的乘法器，為了降低複雜度，經過簡單分析後，在 CFO 值夠小的情況下， $\{C_k^i\}$ 可以近似為

$$\{\tilde{C}_k^i\} = \{C_0, \dots, C_{(P-1)/2}, 0, \dots, 0, C_{N-(P-1)/2}, \dots, C_{N-1}\} \quad (3.5)$$

其中 P 為 $\{\tilde{C}_k^i\}$ 中不為零的個數，在這邊假設 P 為偶數，因為 $\{\tilde{C}_k^i\}$ 中有部分元素為零，所以能夠減少乘法的次數，但缺點是精確度下降，會損失一點效能，至於 P 的值取多大，則看設計者如何在校能與複雜度之間作取捨。

3.2.2 最小平方方法與最小均方誤差法

在文獻[21]中，Zhongren Cao 提出了一套利用最小平方 (Least Square) 以及最小均方誤差 (Minimum Mean Square Error) 準則 (criterion) 的頻率同步演算法，能夠有效補償載波頻率偏移，下面將簡單介紹此演算法。

3.2.2.1 最小平方方法 (Least Square method)

利用我們在 2.3 小節中推導的頻域接收信號數學模型 (2.20) 式：

$$\mathbf{Z}_{(b)} = \mathbf{I}\tilde{\mathbf{H}}_{(b)}\mathbf{C}_{(b)} + \mathbf{W}_{(b)} = \mathbf{S}_{(b)} + \mathbf{W}_{(b)} \quad (3.6)$$

其中 $\mathbf{S}_{(b)} = \tilde{\mathbf{H}}_{(b)}\mathbf{C}_{(b)}$ ，是傳送符元向量與通道矩陣的結合，也是我們想要得到的量，要消除干擾 \mathbf{I} 的影響，最直接簡單的想法就是把接收信號乘上 \mathbf{I} 的虛擬反矩

陣 (pseudo inverse)，即為最小平方法：

$$\hat{\mathbf{S}}_{LS,(b)} = (\mathbf{I}^H \mathbf{I})^{-1} \mathbf{I}^H \cdot \mathbf{Z}_{(b)} \quad (3.7)$$

其中 $(\cdot)^H$ 表示共軛轉置 (conjugate transpose，又稱 Hermitian transpose)。由於最小平方法是利用所有的自由度 (degree of freedom) 來消除干擾項 \mathbf{I} ，並沒有針對雜訊項做任何處理，所以此演算法可能會有雜訊放大 (noise enhancement) 的問題。

3.2.2.2 最小均方誤差法 (Minimum Mean Square Error method)

第二種方法則是利用最小均方誤差準則 (MMSE)，不同於最小平方法，最小均方誤差法是假設接收端已知傳送信號的二階統計特性，以及雜訊的資訊，假設雜訊為可加性白色高斯雜訊，其平均值為零，變異數 (variance) 為 σ_n^2 ，則 $E[\mathbf{W} \cdot \mathbf{W}^H] = \sigma_n^2 \mathbf{I}_{identity}$ ， $E[\cdot]$ 表示期望值 (expectation value)， $\mathbf{I}_{identity}$ 表示單位矩陣，我們可以推出溫納解 (Wiener solution) 為：

$$\mathbf{W}_{MMSE} = \mathbf{R}_s \mathbf{I}^H (\mathbf{I} \mathbf{R}_s \mathbf{I}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{identity})^{-1} \quad (3.8)$$

其中 \mathbf{R}_s 為 \mathbf{S} 的自相關矩陣 (autocorrelation matrix) $\mathbf{R}_s = E[\mathbf{S} \cdot \mathbf{S}^H]$ ，如果接收信號的平均功率皆相同，都為 σ_s^2 ，則 \mathbf{R}_s 可簡化為 $\mathbf{R}_s = \sigma_s^2 \mathbf{I}_{identity}$ ，因此可以進一步簡化溫納解為：

$$\mathbf{W}_{MMSE} = \mathbf{I}^H \left(\mathbf{I} \cdot \mathbf{I}^H + \frac{\sigma_n^2}{\sigma_s^2} \mathbf{I}_{identity} \right)^{-1} \quad (3.9)$$

σ_n^2 / σ_s^2 表示信號對雜訊比 (Signal to noise ratio, SNR) 之倒數，利用簡化後的溫納解，可以得到 $\hat{\mathbf{S}}_{MMSE,(b)}$ 為

$$\hat{\mathbf{S}}_{MMSE,(b)} = \mathbf{I}^H \left(\mathbf{I} \cdot \mathbf{I}^H + \frac{\sigma_n^2}{\sigma_s^2} \mathbf{I}_{identity} \right)^{-1} \cdot \mathbf{Z}_{(b)} \quad (3.10)$$

由於上述兩種演算法都有將所有的干擾 (ICI 與 MAI) 一起考慮進去，並且把干擾壓抑到最小，因此 Zhongren Cao 的演算法是能夠將干擾消除的最乾淨的作法。然而此兩種演算法都需要計算 $N \times N$ 矩陣的反矩陣，因此兩者的運算複雜度都非常高，實際上不太可能實現。

3.2.3 Huang & Letaief's method (HLCC scheme)

在 3.2.1 節中介紹了在頻率上利用循環旋積對載波頻率偏移做補償的 CLJL 演算法，CLJL 解決了時域直接補償法在補償頻率時，同時會補償到其他用戶信號的缺點，但是 CLJL 只能夠對自身的頻率偏移做補償，它無法對付多用戶存取干擾 (MAI)，因此 CLJL scheme 在效能表現上並不理想。

為了解決這個問題，Huang 與 Letaief 在 2005 年提出了一套以 CLJL 為基礎的演算法[20]，與 CLJL 演算法相同，Huang 與 Letaief 也是在頻域上利用循環旋積來補償自身的 CFO，以消除 ICI，並且結合平行干擾消除 (Parallel Interference Cancellation, PIC)，將消除 ICI 後的信號再利用循環旋積重建 (Reconstruction) 為對其他用戶的干擾，再拿原始的接收信號扣掉這些重建後的干擾，以達到消除其他用戶干擾 (MAI) 的目的，藉此提高信號對干擾功率比 (Signal to interference power ratio, SIR)，使後端做信號偵測 (Signal detection) 時能夠得到更準確的結果。在此處我們將此演算法簡稱為 HLCC (Huang & Letaief 利用 Circular Convolution 做 CFO 補償以及干擾消除)，使用 HLCC 接收端架構如下圖。

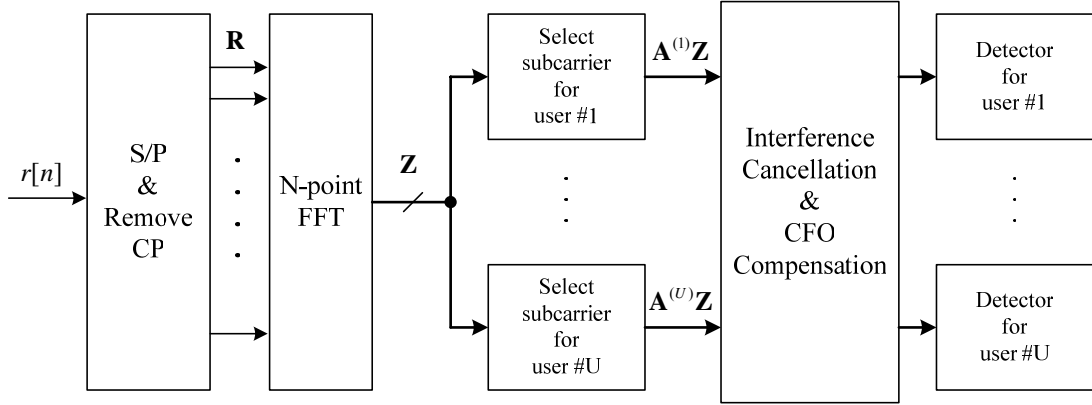


圖 3.2.3 HLCC 接收端架構

圖 3.2.3 中的干擾消除及 CFO 補償區塊即為具有反覆結構 (iterative fashion) 的 HLCC 演算法，如下：

HLCC algorithm

Initialization :

$$\text{Set } j=0 \text{ and } \hat{\mathbf{Y}}^{(m),j} = \mathbf{A}^{(m)} \left[\left(\mathbf{A}^{(m)} \mathbf{Z} \right) \otimes \mathbf{C}^{(m)} \right], \text{ for } m = 1, \dots, U \quad (3.11)$$

Loop : j = j + 1

$$\text{Set } \mathbf{Y}^{(m),j} = \mathbf{Z} - \sum_{i \neq m}^U \hat{\mathbf{Y}}^{(i),j-1} \otimes \mathbf{C}^{(i)}, \text{ for } m = 1, \dots, U \quad (3.12)$$

$$\hat{\mathbf{Y}}^{(m),j} = \mathbf{A}^{(m)} \left[\left(\mathbf{A}^{(m)} \mathbf{Y}^{(m),j} \right) \otimes \mathbf{C}^{(m)} \right], \text{ for } m = 1, \dots, U \quad (3.13)$$

Go back to Loop

其中 $\hat{\mathbf{Y}}^{(m),j}$ 表示第 j 次迴圈所產生的回復信號， $\mathbf{C}^{(i)} = [C_0^i, C_1^i, \dots, C_{N-1}^i]^T$ ， $C_k^i = DFT_N \left\{ e^{-j2\pi k n / N} \right\}$ ， $\mathbf{C}^{(i)} = [C_0^i, C_1^i, \dots, C_{N-1}^i]^T$ ， $C_k^i = DFT_N \left\{ e^{j2\pi k n / N} \right\}$ 。在每次迴圈中，(3.12) 式表示把接收信號扣掉重建過的干擾 (MAI)，而 (3.13) 式則是對消過干擾後的信號做 CFO 補償，(3.11) 與 (3.13) 式其實就是執行 CLJL

演算法。HLCC 演算法使用了平行干擾消除 (PIC) 機制，即 (3.12) 式，但與傳統平行干擾消除法不同之處在於，HLCC 並沒有使用偵測器 (detector) 做硬性決定 (hard decision) 回復原來的符元信號之後，再重建信號，這會使得反饋回去的資料並不帶有了新的資訊 (information) 因此 HLCC 演算法即使做兩次以上的反覆 (iteration) 干擾消除，效能與只做一次干擾消除相比，仍然不會有太大的增進，下圖 3.2.4 是 HLCC 演算法的位元錯誤率 (bit error rate) 對信號雜訊比 (SNR) 的模擬結果，設定系統參數為 $N = 64$ ， $U = 4$ (用戶)，頻率偏移量 $[\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3, \varepsilon_4] = [0.2, 0.2, -0.1, 0.3]$ ，子載波配置為區塊配置，圖 3.2.4 中三條曲線分別為 HLCC 演算法 iteration 次數等於 1，2，及 3 的 BER vs. SNR 曲線。

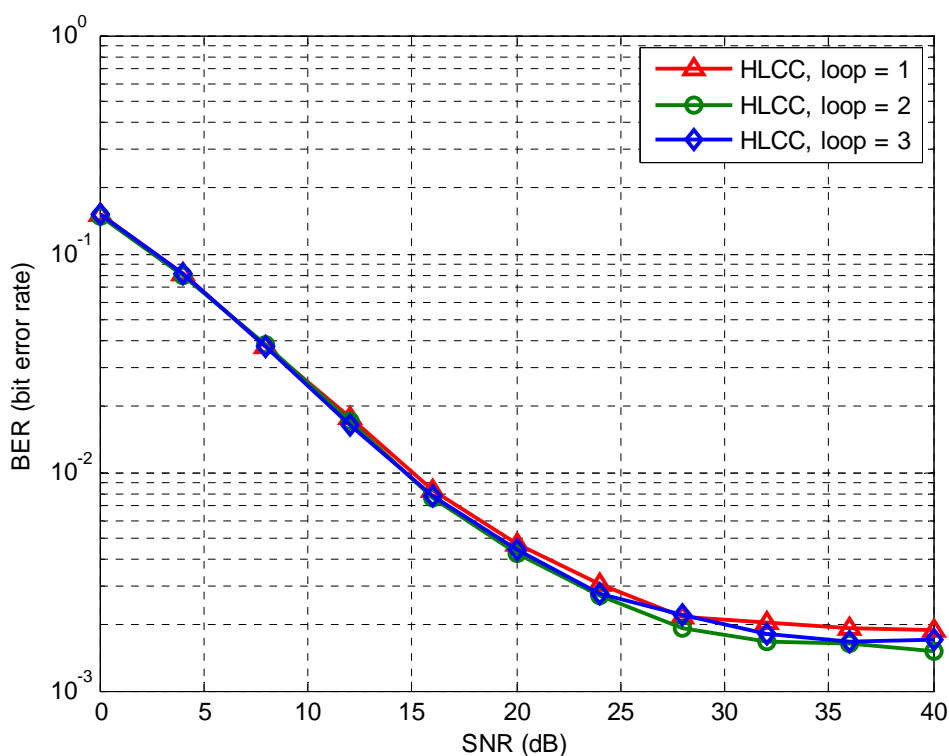


圖 3.2.4 HLCC 演算法 BER vs. SNR 模擬

上圖 3.2.4 結果顯示，HLCC 演算法 iteration 次數為兩次及三次時，整體效能並沒有比只做一次 iteration 改善太多。

以 $U=2$ ，只做一次迴圈 (iteration) 為例，HLCC 的干擾消除及 CFO 補償

區塊架構如下圖 3.2.5：

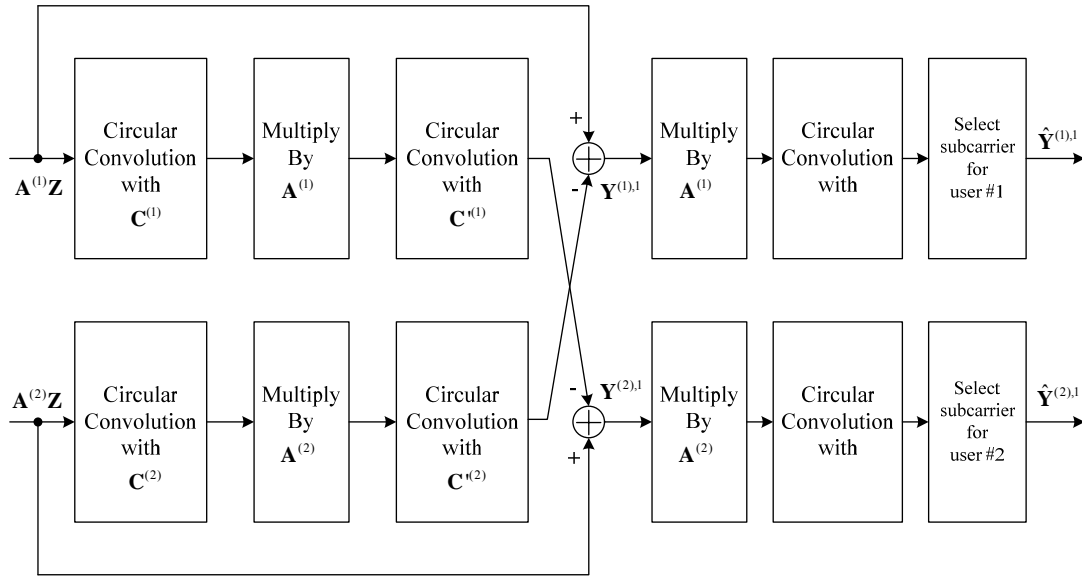


圖 3.2.5 干擾消除及 CFO 補償區塊架構

3.2.4 使用循環旋積補償頻率之效能分析

前面幾小節中介紹了兩種使用循環旋積做頻率補償的演算法，CLJL 及 HLCC 演算法，此小節我們將探討這兩種使用循環旋積在 OFDMA 系統補償頻率的演算法會有哪些問題，下面將以兩個用戶 ($U=2$)，使用區塊子載波配置的系統為例子說明。首先假設 $Y_k^{(i)} = DFT_N \left\{ y^{(i)}[n] \cdot e^{\frac{j2\pi \epsilon' n}{N}} \right\}$ ， $k=0,1,\dots,N-1$ ，為第 i

個用戶受 CFO 污染後的信號，使用循環旋積對其做補償：

$$\begin{aligned}
 \hat{Y}_k^{(i)} &= Y_k^{(i)} \otimes C_k^i \\
 &= \sum_{m=0}^{N-1} Y_m^{(i)} \cdot C_{(k-m)_N}^i \\
 &= Y_0^{(i)} \cdot C_{(k-0)_N}^i + Y_1^{(i)} \cdot C_{(k-1)_N}^i + \dots + Y_{N-1}^{(i)} \cdot C_{(k-N+1)_N}^i
 \end{aligned} \tag{3.14}$$

$(\cdot)_N$ 表示模數 (Modulus)，(3.14) 式能夠完全補償在時域上受 CFO 污染的影響，

不過 OFDMA 是多用戶系統，在頻域上執行補償動作之前，必須先將個別用戶

的信號分離出來，也就是 (3.3) 式中 $\mathbf{A}^{(i)}\mathbf{Z}$ 的動作，以第一個用戶為例：

$$\mathbf{A}^{(1)} \cdot [Y_0^{(i)}, Y_1^{(i)}, \dots, Y_{N-1}^{(i)}]^T = [Y_0^{(i)}, Y_1^{(i)}, \dots, Y_{N/2-1}^{(i)}, 0, \dots, 0]^T \quad (3.15)$$

將 (3.15) 式帶入 (3.14) 式中，得到

$$\begin{aligned} \hat{Y}_k^{(i)} &= Y_k^{(i)} \otimes C_k^i \\ &= \sum_{m=0}^{N-1} Y_m^{(i)} \cdot C_{(k-m)_N}^i \\ &= Y_0^{(i)} \cdot C_{(k-0)_N}^i + \dots + Y_{\frac{N}{2}-1}^{(i)} \cdot C_{(k-\frac{N}{2}+1)_N}^i + 0 \cdot C_{(k-\frac{N}{2})_N}^i + \dots + 0 \cdot C_{(k-N+1)_N}^i \\ &= Y_0^{(i)} \cdot C_{(k-0)_N}^i + \dots + Y_{\frac{N}{2}-1}^{(i)} \cdot C_{(k-\frac{N}{2}+1)_N}^i \end{aligned} \quad (3.16)$$

由 (3.16) 式中可看出，後半段的資料被捨棄掉，這會造成補償的精準度下降，特別是在 CFO 值較大時，這個誤差會越明顯，因為 CFO 值較大時，後半段

$\left[C_{(k-\frac{N}{2})_N}^i, \dots, C_{(k-N+1)_N}^i \right]$ 的值也會較大，如下圖 3.2.6 所示：

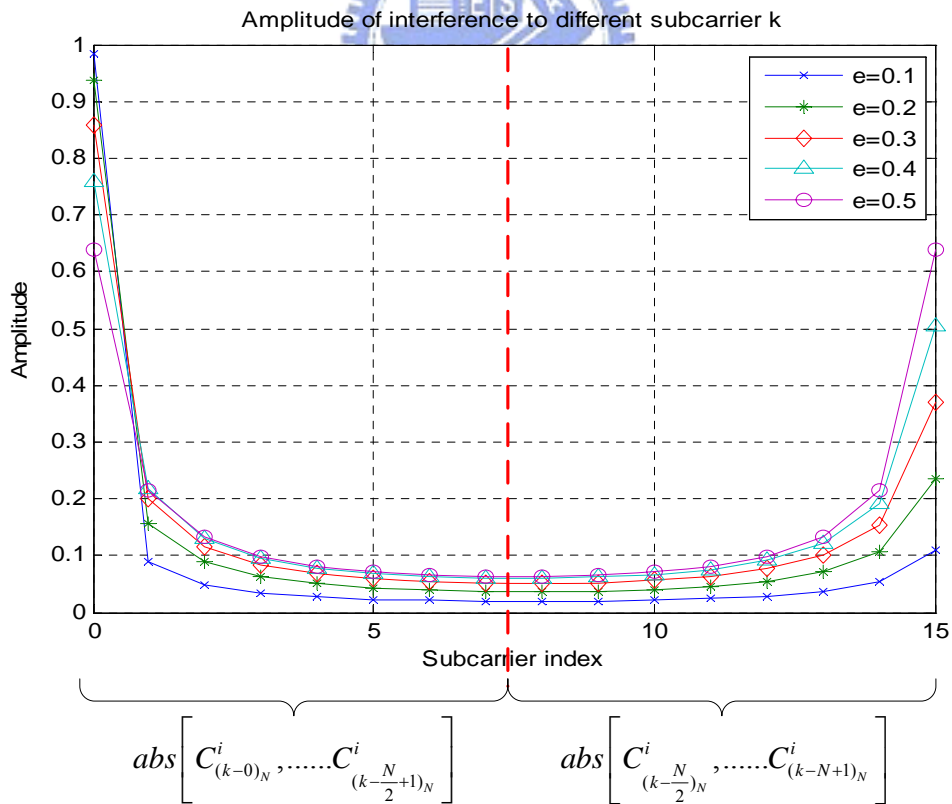


圖 3.2.6 C_k^i 振幅分佈示意圖

圖中 $abs[\cdot]$ 代表絕對值，當 CFO 越大時， $\mathbf{A}^{(i)}\mathbf{Z}$ 所捨棄掉的部分影響也就越大，相對的用循環旋積做補償的誤差也就越大，因此 CLJL 與 HLCC 演算法在 CFO 值較大的情況下，效能表現並不理想。

3.2.5 區塊平行干擾消除演算法 (Block Parallel Interference

Cancellation Algorithm, BPIC)

此演算法是去年由實驗室學長所提出[10]，作者所提出之演算法與 HLCC 演算法類似，都具有 PIC 架構的演算法，稱為區塊平行干擾消除演算法 (BPIC algorithm)，但是 BPIC 改善了 HLCC 幾項主要缺點，使得其效能優於 HLCC 演算法，下面將對 BPIC 做簡單的介紹。

首先寫出第 i 個用戶的接收信號 (2.17) 式：

$$\begin{aligned}\underline{\mathbf{z}}^i &= \sum_{m=1}^U \underline{\mathbf{I}}^{i,m} \underline{\mathbf{H}}^m \underline{\mathbf{c}}^m + \underline{\mathbf{W}}^i \\ &= \underbrace{\underline{\mathbf{I}}^{i,i} \underline{\mathbf{H}}^i \underline{\mathbf{c}}^i}_{\text{desired signal and ICI}} + \underbrace{\sum_{m \neq i}^U \underline{\mathbf{I}}^{i,m} \underline{\mathbf{H}}^m \underline{\mathbf{c}}^m}_{MAI} + \underline{\mathbf{W}}^i\end{aligned}\quad (3.17)$$

由於 ICI 子矩陣 $\underline{\mathbf{I}}^{l,k}$ 具有 Toeplitz 矩陣性質，因此要計算 $\underline{\mathbf{I}}^{l,k}$ 的反矩陣時可以使用 Trench algorithm[10]，採用 Trench algorithm 會使得在實現數位電路時比用傳統反矩陣解法來得更為簡單有效，降低硬體複雜度，所以 BPIC 使用 $(\underline{\mathbf{I}}^{i,i})^{-1}$ 來壓抑並消除 ICI。假設通道響應 $\underline{\mathbf{H}}^i$ 與 CFO 都能夠被完美估計出來，將 (3.17) 式乘上

$(\underline{\mathbf{I}}^{i,i} \cdot \underline{\mathbf{H}}^i)^{-1}$ 後可得到：

$$\begin{aligned}(\underline{\mathbf{I}}^{i,i} \cdot \underline{\mathbf{H}}^i)^{-1} \cdot \underline{\mathbf{z}}^i &= (\underline{\mathbf{I}}^{i,i} \cdot \underline{\mathbf{H}}^i)^{-1} \cdot \left[\sum_{m=1}^U \underline{\mathbf{I}}^{i,m} \underline{\mathbf{H}}^m \underline{\mathbf{c}}^m + \underline{\mathbf{W}}^i \right] \\ &= (\underline{\mathbf{I}}^{i,i} \cdot \underline{\mathbf{H}}^i)^{-1} \cdot \underline{\mathbf{I}}^{i,i} \underline{\mathbf{H}}^i \underline{\mathbf{c}}^i + (\underline{\mathbf{I}}^{i,i} \cdot \underline{\mathbf{H}}^i)^{-1} \cdot \sum_{m \neq i}^U \underline{\mathbf{I}}^{i,m} \underline{\mathbf{H}}^m \underline{\mathbf{c}}^m + (\underline{\mathbf{I}}^{i,i} \cdot \underline{\mathbf{H}}^i)^{-1} \cdot \underline{\mathbf{W}}^i \\ &= \underline{\mathbf{c}}^i + (\underline{\mathbf{I}}^{i,i} \cdot \underline{\mathbf{H}}^i)^{-1} \cdot \sum_{m \neq i}^U \underline{\mathbf{I}}^{i,m} \underline{\mathbf{H}}^m \underline{\mathbf{c}}^m + (\underline{\mathbf{I}}^{i,i} \cdot \underline{\mathbf{H}}^i)^{-1} \cdot \underline{\mathbf{W}}^i\end{aligned}$$

(3.18)

經過上式消除 ICI 後，第一項即為所求得之傳送信號向量，在雜訊及 MAI 影響不要太嚴重的情況下，第一項所佔的能量會比後兩項（MAI 及雜訊）來得大，因此對（3.18）式做硬性決定後可以得到較為可靠的估計符元信號 $\hat{\mathbf{c}}^i$ 。

結合上述的 ICI 消除機制以及 multistage detection [23] 概念，[10] 作者提出具有平行對稱的 BPIC 演算法，如下所示：

BPIC algorithm :

Initialization : j = 0

ICI suppression :

$$\begin{aligned} (\hat{\mathbf{z}}^i)^{j=0} &= [(\mathbf{I}^{i,i} \mathbf{H}^i)^{-1} \cdot \mathbf{z}^i] \\ &= \left[\mathbf{c}^i + (\mathbf{I}^{i,i} \mathbf{H}^i)^{-1} \cdot \sum_{\substack{k=1, \\ k \neq i}}^U \mathbf{I}^{i,k} \mathbf{H}^k \mathbf{c}^k + (\mathbf{I}^{i,i} \mathbf{H}^i)^{-1} \cdot \mathbf{W}^i \right] \end{aligned} \quad (3.19)$$

$$\begin{aligned} (\hat{\mathbf{c}}^i)^{j=0} &= \text{detector} \left\{ (\hat{\mathbf{z}}^i)^{j=0} \right\} \\ &\text{for } i = 1, \dots, U \end{aligned} \quad (3.20)$$

Iteration Loop : j = j + 1

MAI Cancellation :

$$\begin{aligned} \text{MAI} &= \sum_{k \neq i}^U \mathbf{I}^{i,k} \mathbf{H}^k (\hat{\mathbf{c}}^k)^{j-1} \\ (\hat{\mathbf{z}}^i)^j &= \mathbf{z}^i - \text{MAI} \quad , \text{ for } i = 1, \dots, U \end{aligned} \quad (3.21)$$

ICI suppression :

$$\begin{aligned} (\hat{\mathbf{y}}^i)^j &= [(\mathbf{I}^{i,i} \mathbf{H}^i)^{-1} \cdot (\hat{\mathbf{z}}^i)^j] \\ (\hat{\mathbf{c}}^i)^j &= \text{detector} \left\{ (\hat{\mathbf{y}}^i)^j \right\} \quad , \text{ for } i = 1 \sim U. \end{aligned} \quad (3.22)$$

Go back to loop until j = the number of iteration.

其中 $\text{detector}\{\cdot\}$ 代表對信號做硬性決定。下圖 3.2.7 為 BPIC 演算法架構圖：

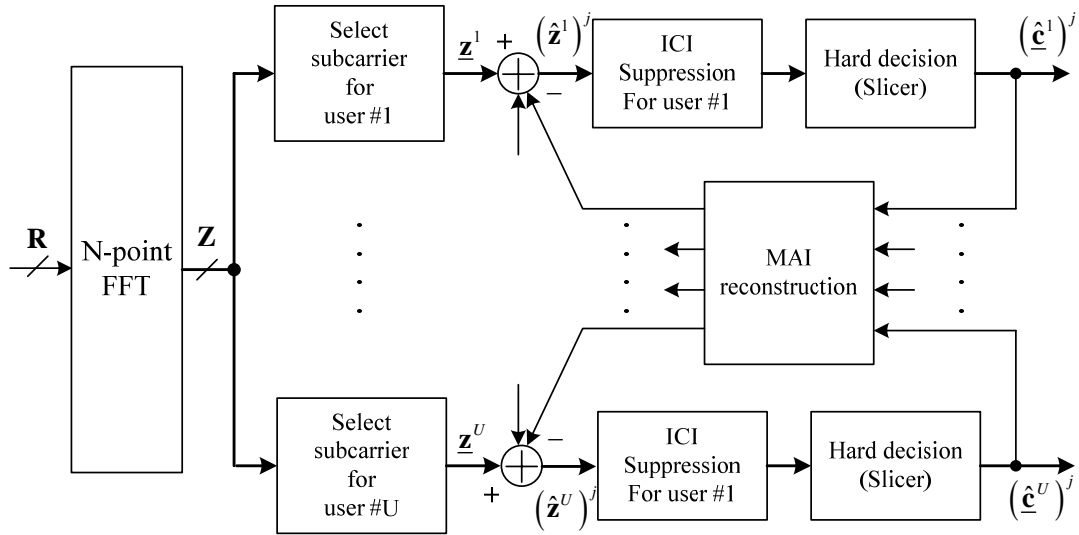


圖 3.2.7 BPIC 演算法架構圖

上圖中第一級是對個別用戶分別做壓抑 ICI 以及補償通道響應，之後再做硬性決定得到 $(\hat{\mathbf{c}}^j)^j$ ，並將 $(\hat{\mathbf{c}}^j)^j$ 反饋給第二級；第二級主要是先重建多用戶干擾 MAI，再將原接收信號扣除重建後的 MAI，以達到消除 MAI 的目的，得到更乾淨的 $(\hat{\mathbf{z}}^j)^j$ ，此時把乾淨的 $(\hat{\mathbf{z}}^j)^j$ 再次饋入第一級做壓抑 ICI 及補償通道響應後，即能夠得到更為準確的 $(\hat{\mathbf{c}}^j)^j$ 。

不同於 HLCC 演算法，BPIC 並沒有使用循環旋積來做 CFO 補償，而是使用子矩陣 (sub-matrix) 的反矩陣來補償，而且 BPIC 在 iteration 過程中，會對消除 ICI 後的信號作硬性決定，回復原來的符元信號後，再重建多用戶干擾 (MAI)，接著再做干擾消除，因此 BPIC 演算法的效能理論上會隨著 iteration 次數的增加而增進，但是因為做硬性決定有可能造成錯誤傳遞 (error propagation)，所以實際上雖然 BPIC 效能會隨著 iteration 次數增加而改善，但是有其一定的極限，在本論文第五章中，我們會以模擬結果來證明這個現象。

第四章

適用於 OFDMA Uplink 系統之載波 頻率偏移估計及補償演算法

本文前兩章中已詳細描述了 OFDMA uplink 系統載波頻率偏移所造成的問題，從中不難發現，OFDMA downlink 系統與單一使用者之 OFDM 系統相比，OFDMA uplink 系統所面臨最大的問題是多用戶存取干擾 (MAI)。在本章中，我們將提出包含載波頻率偏移 (CFO) 估計及頻率偏移補償演算法。在提出的 CFO 估測演算法中，將以[3]的 data-aided 演算法為估測準則，並結合 Self-ICI cancellation [6]及 Received windowing [7]兩種不同的干擾壓抑技術，提出兩種 CFO 估測演算法，而且效能皆能夠達到接近[3]在 OFDM 系統 (單一用戶) 所達到的效能。

而 CFO 補償演算法部分，我們以[10]的 block based 演算法為基礎，提出運用最小均方誤差準則 (MMSE criterion) 的 MMSE-BPIC 演算法，與使用連續干擾消除技術 (Successive Interference Cancellation, SIC) 的 BSIC 演算法。與[10]的演算法相較，所提出之 MMSE-BPIC 與 BSIC 的效能皆優於 BPIC，其中 MMSE-BPIC 需付出較高的複雜度，但 BSIC 則只需要更低之複雜度，即能有良好的效能表現。

本章最後將把所提出之 CFO 估測、補償演算法，與相位追蹤 (phase tracking) 技術[11]做整合，發展出適用於 OFDMA uplink 系統的頻率估測及補償技術。

4.1 適用於 OFDMA Uplink 之載波頻率偏移估計演算法

由於 MAI 的影響，使得在 OFDMA uplink 系統估測頻率偏移值變得十分不

容易，基地台所接收到的時域基頻信號為所有用戶傳送信號與雜訊的總和，即為

(2.7) 式：

$$r[n] = \sum_{i=1}^U (r^i[n]) \cdot e^{\frac{j2\pi\epsilon^i n}{N}} + w[n] \quad (4.1)$$

因此要在時域上分離出個別用戶的接收信號 $r^i[n]$ 並不容易，除非像[14]中使用一組良好的帶通濾波器來濾出 $r^i[n]$ ，但即使是使用理想的濾波器，所濾出的信號中仍然會帶有 MAI 的成分，這將會大幅降低 CFO 估測的效能。不過若是將接收信號經過 DFT 後，在頻譜上每個用戶的信號就可以根據它們所使用相異的子載波而分離出來，雖然這樣取出的頻域信號依然有 MAI 的成分在內，但是卻不用像在時域時要有良好的帶通濾波器才能分離出 $r^i[n]$ ，需要付出額外的代價，所以我們認為在 OFDMA uplink 這種多用戶的環境下，使用頻域上的 CFO 估測技術會較為合適。

2.4.2 小節介紹過用於單一用戶 OFDM 系統的頻域 CFO 估測演算法[3]，我們希望能將此估測方法應用在 OFDMA uplink 系統上，而且也能夠達到接近在單一用戶 OFDM 系統上的效能。首先，直接將[3]套用在系統參數為， $N = 64$ ， $U = 4$ ，區塊子載波配置， $[\epsilon_1, \epsilon_2, \epsilon_3, \epsilon_4] = [0.2304, 0.3072, 0.384, 0.4608]$ 之 OFDMA 系統，估計效能模擬結果如圖 4.1.1。

圖 4.1.1 是以估計值的均方誤差 (Mean square error, MSE) 作為估計效能的依據，由模擬結果可以很明顯看出，到高 SNR 處 (約大於 15 dB) 時，MSE 曲線有趨於平緩的跡象，這代表著在低雜訊的情況下，干擾 (MAI) 會成為影響效能的主因，導致估計誤差無法減小；圖 4.1.2 是[3]在單一用戶的 OFDM 系統下，分別以與 $[\epsilon_1, \epsilon_2, \epsilon_3, \epsilon_4] = [0.2304, 0.3072, 0.384, 0.4608]$ 相同之偏移量所模擬出的數據，因為是單一用戶的情況，不會有 MAI 的影響，與圖 4.1.1 比較之下，就能清楚看出 MAI 的影響是相當嚴重的，因此直接將[3]的演算法套用到 OFDMA 系統上是不可行的，勢必要運用其他的方法來減輕 MAI 的影響。

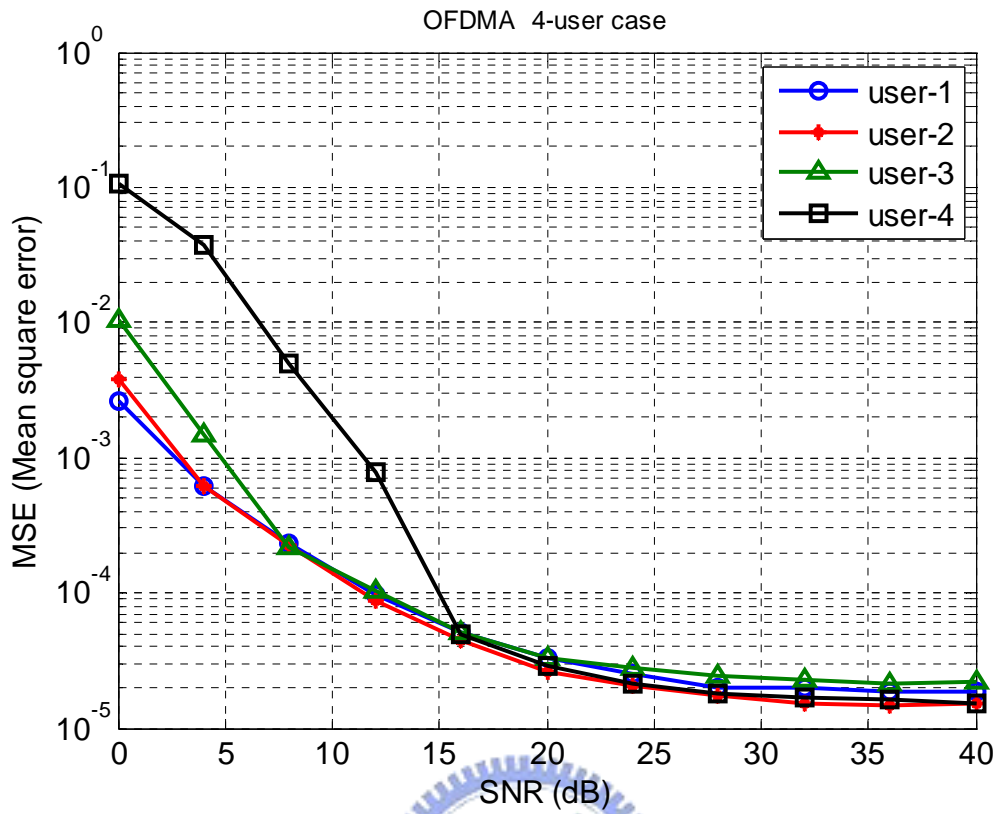


圖 4.1.1 OFDMA 系統之 CFO 估計效能受 MAI 之影響

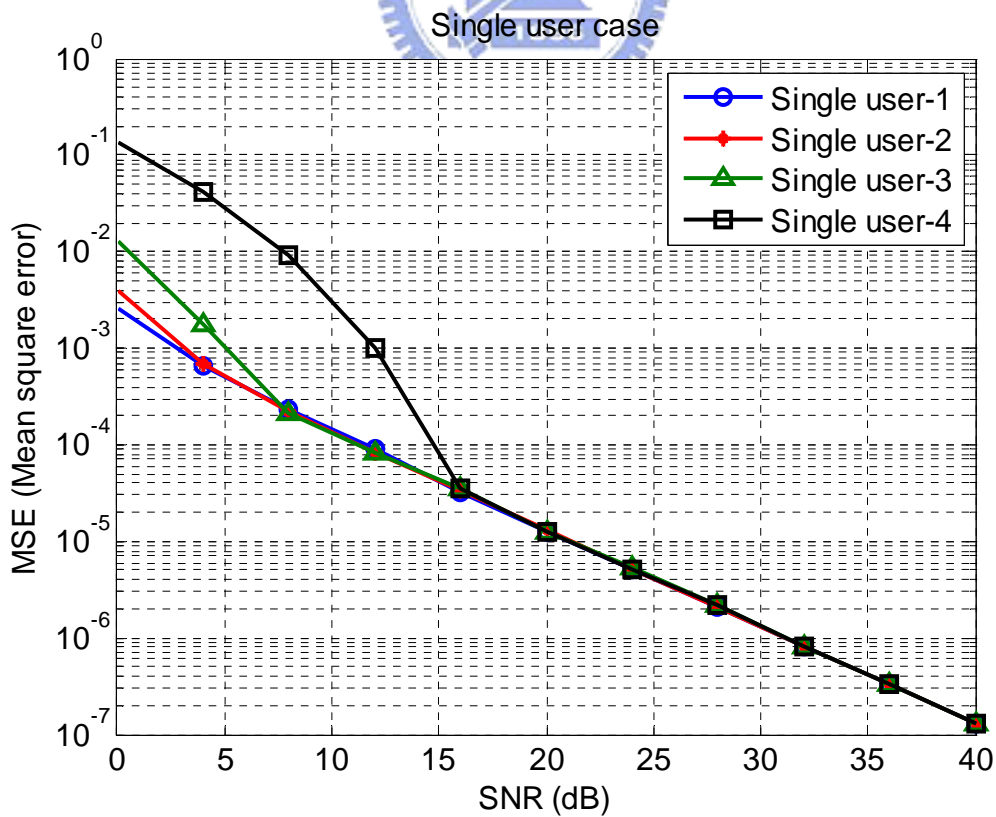


圖 4.1.2 OFDM 系統之 CFO 估計效能[3]

4.1.1 保護頻帶 (guard band)

本文所討論之 OFDMA 系統以區塊子載波配置 (block sub-carrier allocation) 為主，在此種配置情況下，每個用戶只能使用被分配到的特定子載波叢集 (clusters)，這些叢集可視為多個子通道 (sub-channel)，當系統有載波頻率偏移情況時，可以想見這些子通道的交界處將會是受到干擾最嚴重的區域，因為此處主要是受到 MAI 的 main-lobe 部分干擾 (可參考圖 2.5.2)，所以干擾情形特別嚴重，為了更清楚看出子通道交界處受到干擾的影響程度，我們以後面 4.2 節所提出的頻率補償及信號偵測演算法進行大量隨機數值模擬，並將各個子載波上的偵測錯誤個數累加，以長條圖表示為：

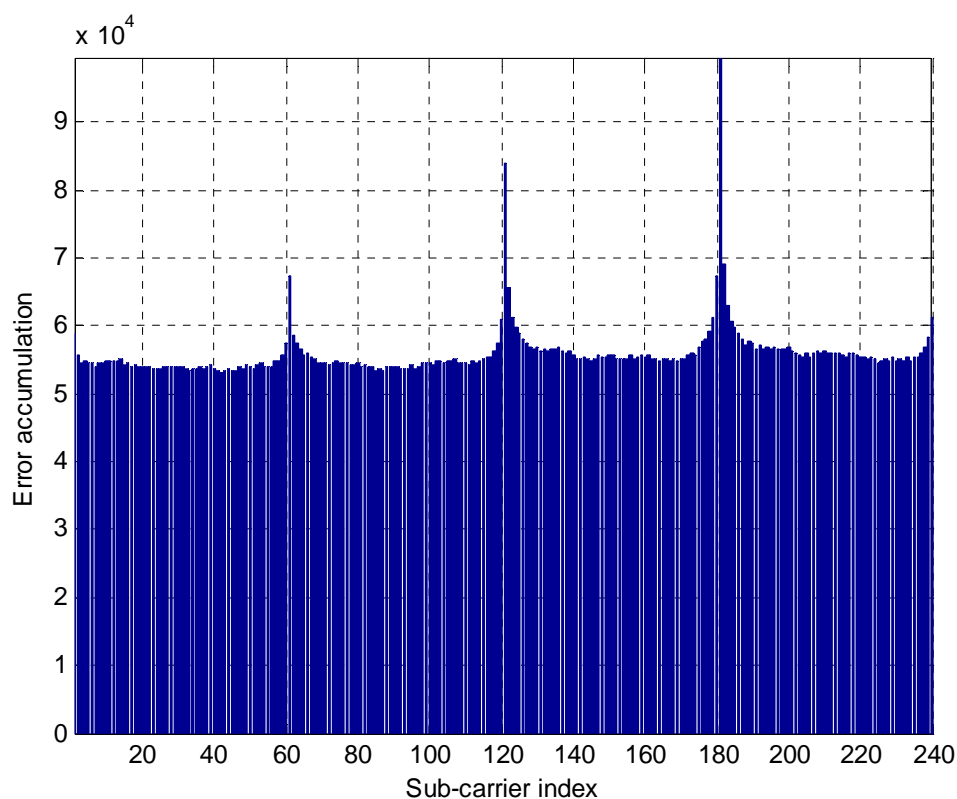


圖 4.1.3 信號偵測錯誤分佈

圖 4.1.3 的系統參數為四個用戶， $[\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3, \varepsilon_4] = [0.2304, 0.3072, 0.384, 0.4608]$ ，可以清楚看出，發生錯誤機率最高的地方，都是在子通道的交界處，而且 CFO 值

越大，錯誤機率也越高。為了減輕此問題，最直接的方法就是在子通道交界處加上保護頻帶 (guard band)，如下圖 4.1.4 所示：

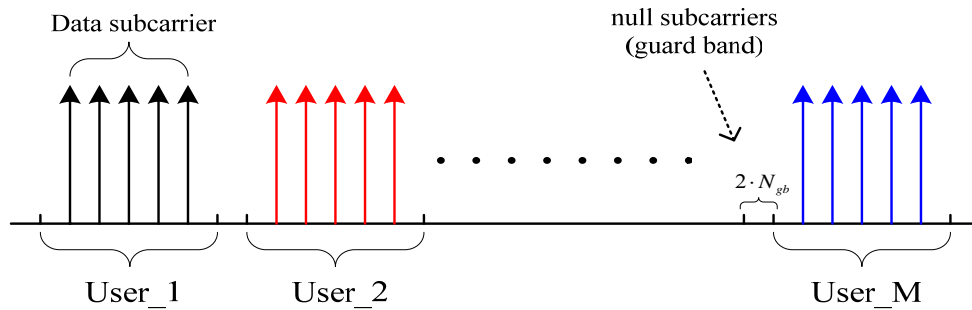


圖 4.1.4 在子通道交界處加入保護頻帶

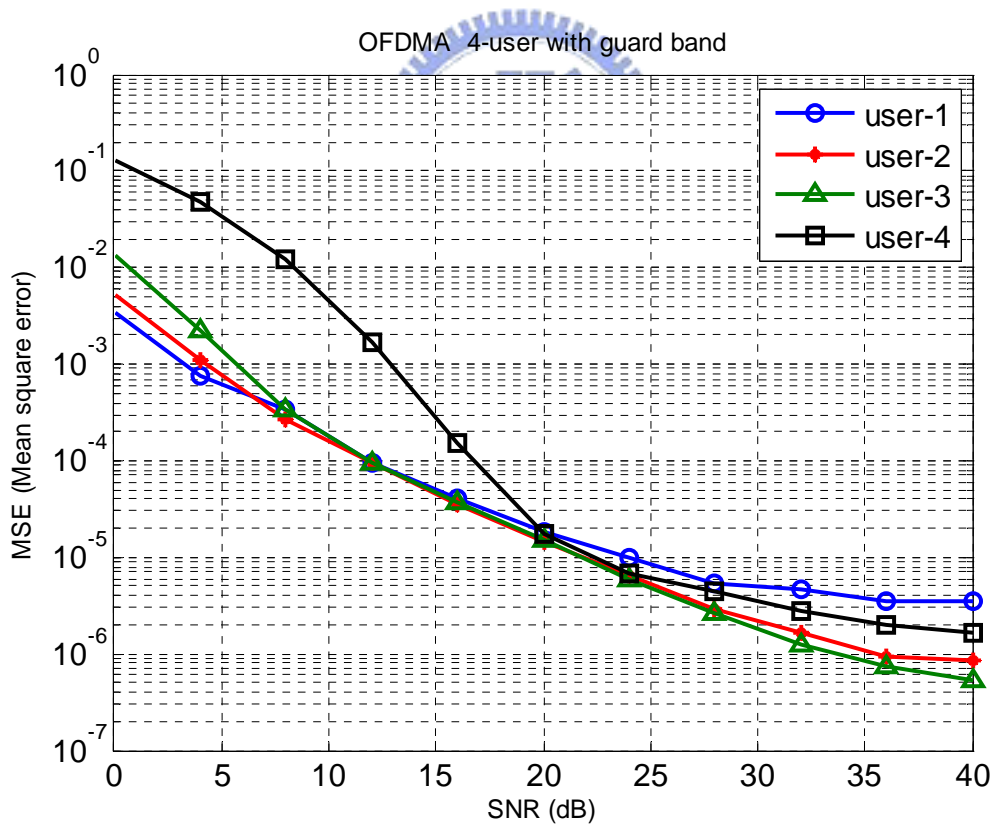


圖 4.1.5 加入保護頻帶以改善 CFO 估測效能

加保護頻帶其實就是將子通道最外側的 N_{gb} 根子載波當作無效子載波 (null

sub-carriers)，所以圖中的保護頻帶寬度為 $2 \cdot N_{gb}$ 。這些無效子載波不傳送任何資料，因此即使有 CFO 發生，這些無效子載波也不會對其他子載波造成干擾，自然形成一道保護屏障。圖 4.1.5 為將圖 4.1.1 的系統加入保護頻帶後模擬出來的 CFO 估測均方誤差，可看出相較於圖 4.1.1，加上保護頻帶後確實能夠減輕 MAI 的影響，進而改善估測效能，但與圖 4.1.2 單一用戶的情形比較起來，圖 4.1.5 的效能仍然不夠理想，因為保護頻帶雖能夠減輕 MAI 的 main-lobe 影響，但卻不能對付 side-lobe 部分的干擾。

4.1.2 訓練符號 (Training symbols)

為了使用[3]的方法估測 CFO，必須在傳送資料符元 (data symbols) 之前，先傳送訓練符號，我們定義此訓練符號格式如下圖 4.1.6，由兩個相同且長度為 N 的序列所組成，注意兩段訓練符號中間並沒有循環字首 (CP)，但最前方還是需加上循環字首，以對抗多路徑衰減通道的延遲擴散效應。

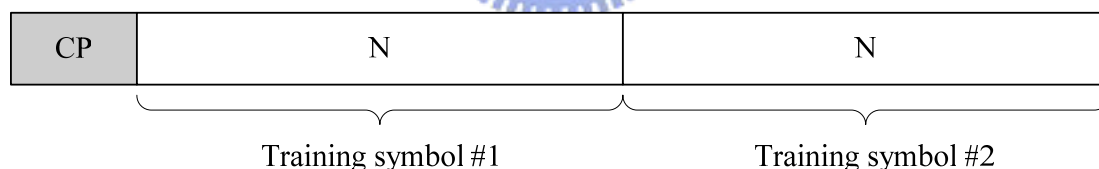


圖 4.1.6 訓練符號格式

4.1.3 使用 Self-ICI Cancellation 技術之 CFO 估測方法

由 4.1.1 節中得知，即使加上保護頻帶後，使用[3]在 OFDMA 系統上估測頻率的效果仍然不夠理想，主要的原因是保護頻帶無法對付 MAI side-lobe 影響，導致估測效能不佳，本節將提出利用[6]的干擾壓抑技術，來改善 CFO 估測效能。Zhao 與 Haggman[6]在 1996 年提出一減輕 OFDM 系統對載波頻率偏移敏感性的

方法，稱為 Self-ICI cancellation，此方法的概念很簡單，它是將傳送資料符元對映 (mapping) 到兩根相鄰的子載波上，而不是如一般 OFDM 系統是對映到單一子載波上，即 $c_0 = -c_1$ ， $c_2 = -c_3, \dots, c_{N-2} = -c_{N-1}$ 。以第 0 根子載波之接收信號為例：

$$\begin{aligned}
 Y_0 &= \sum_{l=0}^{N-1} I_{0,l} \cdot H_l \cdot c_l \\
 &= \underbrace{(I_{0,0}H_0 - I_{0,1}H_1)}_{\text{desired term}} c_0 \\
 &\quad + \underbrace{(I_{0,2}H_2 - I_{0,3}H_3)c_2 + \dots + (I_{0,N-2}H_{N-2} - I_{0,N-1}H_{N-1})c_{N-2}}_{\text{ICI terms}}
 \end{aligned} \tag{4.2}$$

假設相鄰兩子載波的通道響應變化不大，即 $H_l \cong H_{l+1}$ ，則 (4.2) 式可以近似為：

$$\begin{aligned}
 Y_0 &\cong \underbrace{(I_{0,0} - I_{0,1})H_0}_{\text{desired term}} c_0 \\
 &\quad + \underbrace{(I_{0,2} - I_{0,3})H_2 c_2 + \dots + (I_{0,N-2} - I_{0,N-1})H_{N-2} c_{N-2}}_{\text{ICI terms}}
 \end{aligned} \tag{4.3}$$

此時 ICI 成分只與相鄰干擾係數之差 ($I_{k,l} - I_{k,l+1}$) 有關，而不是與干擾係數 $I_{k,l}$ 本身有關，如果相鄰干擾係數之間的差很小，那麼 ICI 的影響將會被壓抑得很小，若 $I_{k,l} = I_{k,l+1}$ ，則 ICI 將被完全消除。由於 ICI 只與 ($I_{k,l} - I_{k,l+1}$) 有關，所以在任何頻率偏移值下，Self-ICI cancellation 都能有效降低 ICI 影響，但 Self-ICI cancellation 有個主要缺點，此處一個符元會被載在兩個子載波上傳送，所以頻寬效益 (bandwidth efficiency) 會變成原來的一半。

我們將 Self-ICI cancellation 用在 OFDMA 系統，第 i 個用戶的傳送符元信號為 $c_0^i = -c_1^i$ ， $c_2^i = -c_3^i, \dots, c_{M-2}^i = -c_{M-1}^i$ ，則第 j 個用戶之第 0 根子載波之接收信號為：

$$\begin{aligned}
 z_0^j &= \sum_{l=0}^{N-1} H_l^j I_{0,l}^j c_l^j + \sum_{i \neq j} \sum_{l=0}^{N-1} H_l^i I_{0,l}^i c_l^i \\
 &= \underbrace{(H_0^j I_{0,0}^j - H_1^j I_{0,1}^j)}_{\text{desired term}} c_0^j
 \end{aligned} \tag{4.4}$$

$$\begin{aligned}
& + \underbrace{\left(H_2^j I_{0,2}^j - H_3^j I_{0,3}^j \right) c_2^j + \cdots + \left(H_{N-2}^j I_{0,N-2}^j - H_3^j I_{0,N-1}^j \right) c_{N-2}^j}_{ICI \text{ terms}} \\
& + \underbrace{\sum_{i \neq j}^U \left[\left(H_0^i I_{0-0}^i - H_1^i I_{0-1}^i \right) c_0^i + \left(H_2^i I_{0-2}^i - H_3^i I_{0-3}^i \right) c_2^i + \cdots \right]}_{MAI \text{ terms}} \quad (4.4)
\end{aligned}$$

下圖 4.1.7 為隨機產生 tap = 5 之多路徑頻率選擇性衰減通道 (multi-path frequency selective fading channel) 的頻譜響應 (N = 64) :

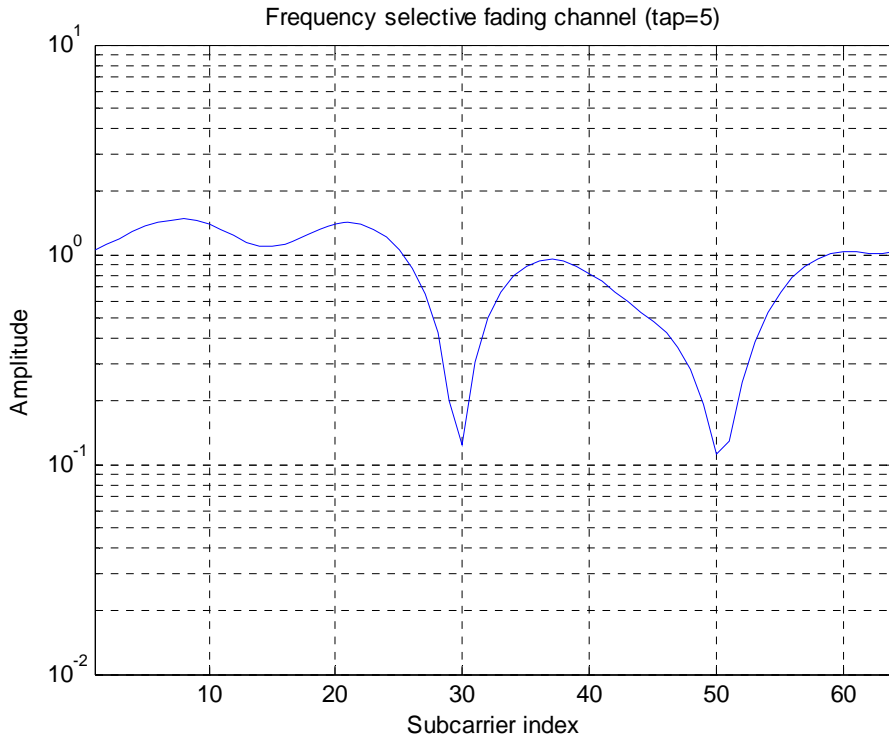


圖 4.1.7 多路徑頻率選擇性衰減通道頻譜響應 (tap = 5)

若是 DFT 點數夠多 (N 夠大) 時, 代表在頻譜上的取樣點更密, 則相鄰兩子載波的通道頻率響應會相當接近, 即 $H_i^j \cong H_{i+1}^j$, 利用此性質, 可將 (4.4) 式近似

為 :

$$z_0^j \cong \underbrace{\left(I_{0,0}^j - I_{0,1}^j \right) H_0^j c_0^j}_{desired \text{ term}} \quad (4.5)$$

$$\begin{aligned}
& + \underbrace{\left(I_{0,2}^j - I_{0,3}^j \right) H_2^j c_2^j + \cdots + \left(I_{0,N-2}^j - I_{0,N-1}^j \right) H_{N-2}^j c_{N-2}^j}_{ICI \text{ terms}} \\
& + \underbrace{\sum_{i \neq j}^U \left[\left(I_{0,0}^i - I_{0,1}^i \right) H_0^i c_0^i + \left(I_{0,2}^i - I_{0,3}^i \right) H_2^i c_2^i + \cdots + \left(I_{0,N-2}^i - I_{0,N-1}^i \right) H_{N-2}^i c_{N-2}^i \right]}_{MAI \text{ terms}} \quad (4.5)
\end{aligned}$$

接著我們來觀察干擾係數絕對值 $|I_{k,l}|$ 之特性，如下圖 4.1.8：

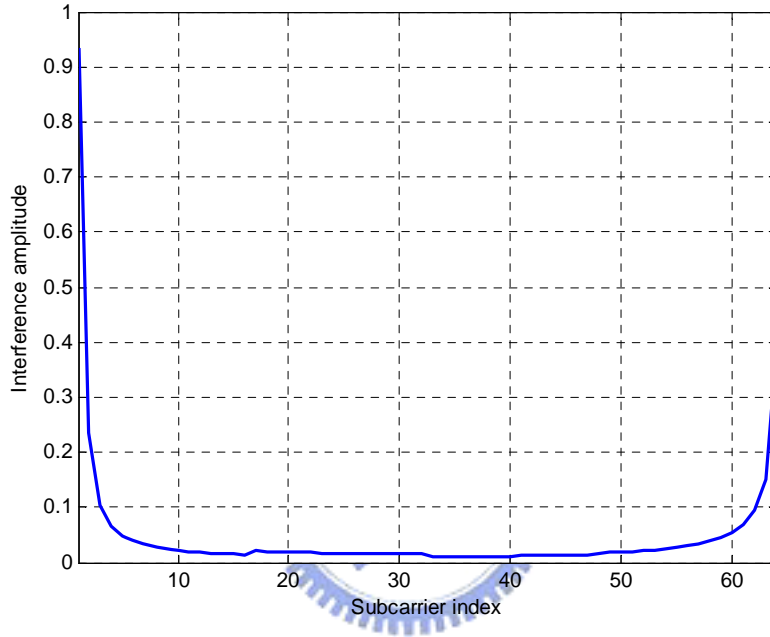


圖 4.1.8 干擾係數 $|I_{k,l}|$ ， $k=0$ ， $l=0 \sim N-1$

由圖 4.1.8 可觀察出除了 $I_{0,0}^j$ 與 $I_{0,1}^j$ 外，其餘相鄰的 $I_{0,l}^j$ 、 $I_{0,l+1}^j$ 值都相差不大，因此在 (4.5) 式中除了 desired term 以外，ICI terms 與 MAI terms 都會因 $(I_{k,l}^j - I_{k,l+1}^j)$ 的關係而被壓抑，當 DFT 點數 N 越大，干擾消除的效果也就越佳。

若將 Self-ICI cancellation 用於訓練符號上，則接收端收到的訓練符號本身就具有干擾消除機制，經過先前的分析顯示，如此一來不僅能壓抑 ICI，而且也能壓抑 MAI 的影響，所以訓練符號本身的兩種干擾都已被消除，在估測 CFO 時就不會受到嚴重的干擾影響，因此就可提升估準確性，雖然 Self-ICI cancellation 會

使頻譜效益減半，但由於我們只把此技術用在訓練符號上，並沒有用在傳送資料的 OFDM symbols 上，所以不會影響整體系統的傳輸效率。下圖 4.1.9 是使用 Self-ICI cancellation 訓練符號後，[3]的 CFO 估測均方誤差，與圖 4.1.5 比較，效能有顯著改善，而且能夠達到接近圖 4.1.2 單一用戶時的效能。

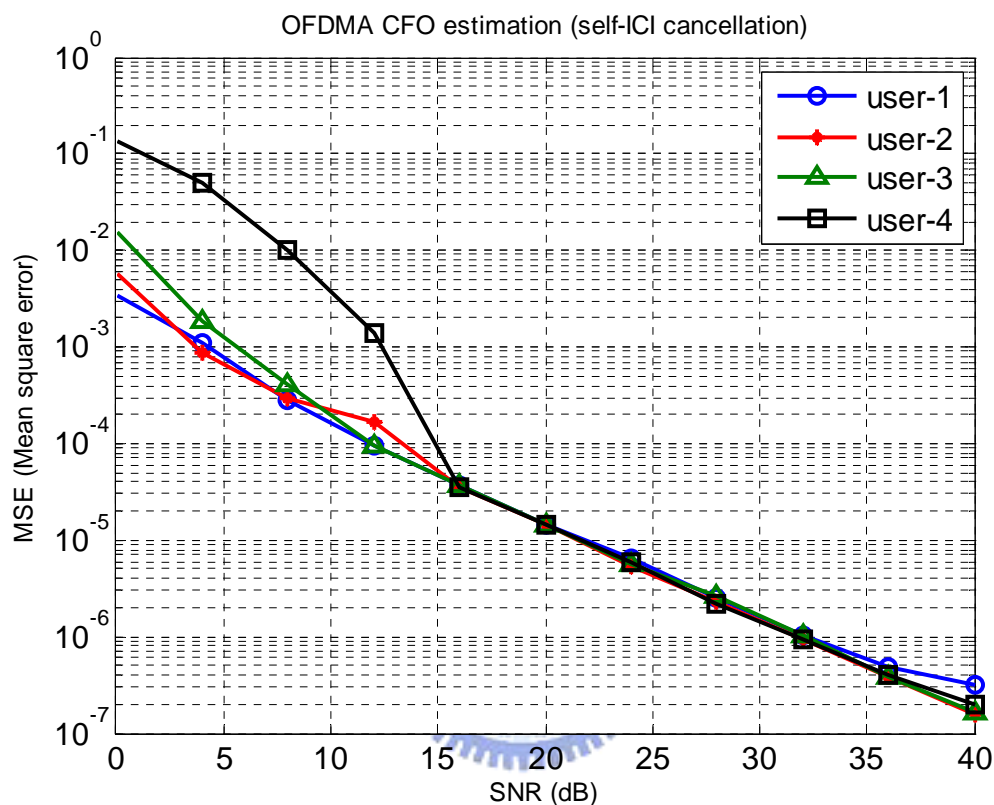


圖 4.1.9 使用 Self-ICI cancellation 技術後的 CFO 估測效能

本小節所提出的方法優點是很簡單，只需要讓傳送的訓練符號具有 Self-ICI cancellation 的特性，在接收端不需再做其他的處理，也不會增加接收機複雜度，就能達到在 OFDMA 系統估測多用戶的載波頻率偏移之目的。

4.1.4 使用 Received windowing 技術之 CFO 估測方法

上一小節我們提出了在傳送訓練符號上使用 Self-ICI cancellation 技術的 CFO 估測方法，但此方法需在傳送端加上特殊機制，這可能牽扯到系統標準規

格 (system specification) 制訂層面的問題，現有系統規格的 preamble 不一定具有 Self-ICI cancellation 的特性，因此若要設計一套較通用 (general) 的方法，就必須只在接收端做處理，這一小節將提出在接收端利用 window 做干擾壓抑的處理方式，來提升 CFO 估測效能，以下將介紹其原理。

近年來有許多文獻探討如何使用 windowing 技術來降低 OFDM 系統對載波頻率偏移的敏感度[7]–[9]，使用 windowing 能夠壓低 CFO 所造成之干擾的 side-lobe 成分，但是如果所使用的 window 沒有符合 Nyquist condition：

$$\sum_{i=-\infty}^{+\infty} g[k+iD] = \text{constant}, \quad 0 \leq k < D \quad (4.6)$$

那使用 windowing 也會破壞子載波之間的正交性，因此有某些文獻特別在討論如何設計 optimum Nyquist window[9]，這種可調整性 (adaptive) window 可以藉由調整 roll-off slope parameter 產生，不過必須事先得知 SNR 與 CFO 的資訊，所以並不適合我們的應用，固定式 (fixed) window，例如 Kaiser、Hamming 等 window 則較為合適。我們將接收到的時域訓練符號乘上 window function， $g[n]$ ：

$$\tilde{r}[n] = \left\{ \sum_{i=1}^U (r^i[n]) \cdot e^{\frac{j2\pi\epsilon^i n}{N}} + w[n] \right\} \cdot g[n] \quad (4.7)$$

其中 $r^i[n] = s^i[n] \otimes h^i[n]$ ，將 $\tilde{r}[n]$ 經 DFT 後，第 j 個用戶的第 k 個子載波上的頻域符元為：

$$\begin{aligned} \tilde{z}_k^j &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} (r[n] \cdot g[n]) \cdot e^{-\frac{j2\pi nk}{N}} \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} \left(\sum_{i=1}^U (r^i[n]) \cdot e^{\frac{j2\pi\epsilon^i n}{N}} + w[n] \right) \cdot g[n] \cdot e^{-\frac{j2\pi nk}{N}} \\ &= \sum_{i=1}^U H_k^i c_k^i \otimes (I_k^i \otimes G_k) + (W_k \otimes G_k) \\ &= \sum_{i=1}^U H_k^i c_k^i \otimes (I_k^i \otimes G_k) + \tilde{W}_k \end{aligned} \quad (4.8)$$

其中 $k = 0 \sim N-1$ ， $\tilde{W}_k = W_k \otimes G_k$ ， $G_k = DFT_N \{g[n]\}$ ，將上式表示成矩陣形式：

$$\tilde{\mathbf{Z}} = \mathbf{G} \cdot \mathbf{IHC} + \tilde{\mathbf{W}} \quad (4.9)$$

其中 $\tilde{\mathbf{Z}} = [(\tilde{\mathbf{z}}^1), (\tilde{\mathbf{z}}^2), \dots, (\tilde{\mathbf{z}}^{U-1}), (\tilde{\mathbf{z}}^U)]^T$ ， $\tilde{\mathbf{z}}^i = [\tilde{z}_1^i, \tilde{z}_2^i, \dots, \tilde{z}_M^i]$ ， \mathbf{G} 為一循環旋積矩陣，在頻域乘上 \mathbf{G} 矩陣，即等效在時域上乘上 window function $g[n]$ ，下面我們將做一些分析來解釋為何 windowing 技術能夠減輕 MAI 對 CFO 估測造成的影響。

首先產生一組 OFDM 系統在 $N=64$ ， $\varepsilon=0.5$ 的干擾係數 $I_{k,l}$ ，並且與乘上 window function 後，經過壓抑的干擾係數做比較，其中我們共使用了六種不同的 window function 來比較不同特性 window 的干擾壓抑效果，window function 的名稱及參數如下表 4.1.1 所列：

Window	Roll-off factor (α)	Beta (β)
(1) <i>Kaiser</i> [24]	No	$\beta = 4$
(2) <i>Hamming</i> [24]	No	No
(3) <i>Hanning</i> [24]	No	No
(4) <i>Raised cosine</i> [8]	$\alpha = 1$	No
(5) <i>BTRC</i> [8]	$\alpha = 1$	No
(6) <i>Franks</i> [7]	$\alpha = 1$	No

表 4.1.1 Window function 名稱及參數

干擾係數振幅如下圖 4.1.10 所示。圖 4.1.10 顯示，經過 window function 壓抑後，干擾的 side-lobe 部分都被顯著壓低，因每種 window 的特性不同，壓抑過後的情形也不同，有些 window 的 side-lobe 很低，但 main-lobe 較寬，例如 Hanning 及 Raised-cosine window 等；有的則是 main-lobe 較窄，但是 side-lobe 並不會很低，例如 Kaiser 及 Hamming window。在此必須特別強調一點，使用 windowing 必須配合保護頻帶的使用，才能達到提升 CFO 估測效能的效果，因為 windowing 的

目的是對付干擾 side-lobe 的部分，而 main-lobe 部分的干擾必須藉由 guard band 的保護才能夠避免。

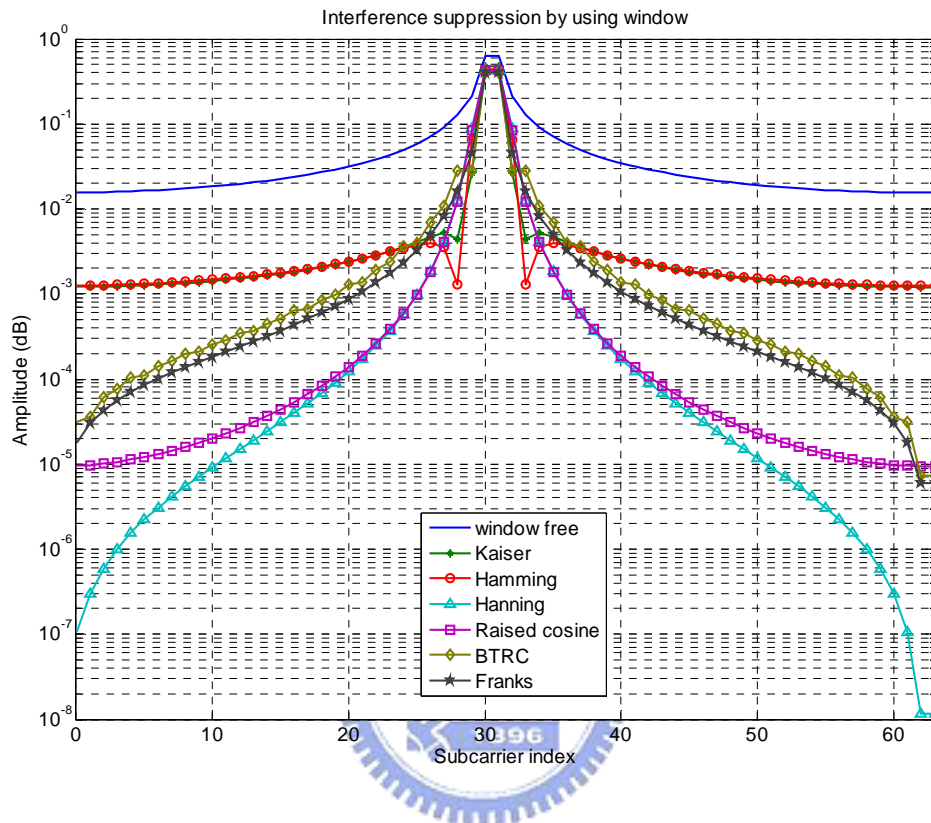


圖 4.1.10 經 window 壓抑後之干擾係數振幅

良好的 window 需具備兩個條件，第一是 main-lobe 要夠窄，第二則是 side-lobe 要夠低，圖 4.1.10 能夠清楚看出 window 的 side-lobe 高低，為了觀察 main-lobe 寬度，將圖 4.1.10 拉近，如圖 4.1.11。在圖 4.1.11 中可觀察出，Kaiser 與 Hamming window 的 main-lobe 比較窄，雖然圖 4.1.10 中顯示，此二種 window 的 side-lobe 並沒有像其他 window 壓的那麼低，但其他 window 的 main-lobe 寬度太寬，main-lobe 太寬會造成保護頻帶無法完整保護每個 user 所使用的頻帶，除非將保護頻帶加寬到能夠避免遭受 main-lobe 的干擾，但加寬保護頻帶會降低系統的頻寬效益，因此我們最後選擇使用 Kaiser window 來壓抑干擾。

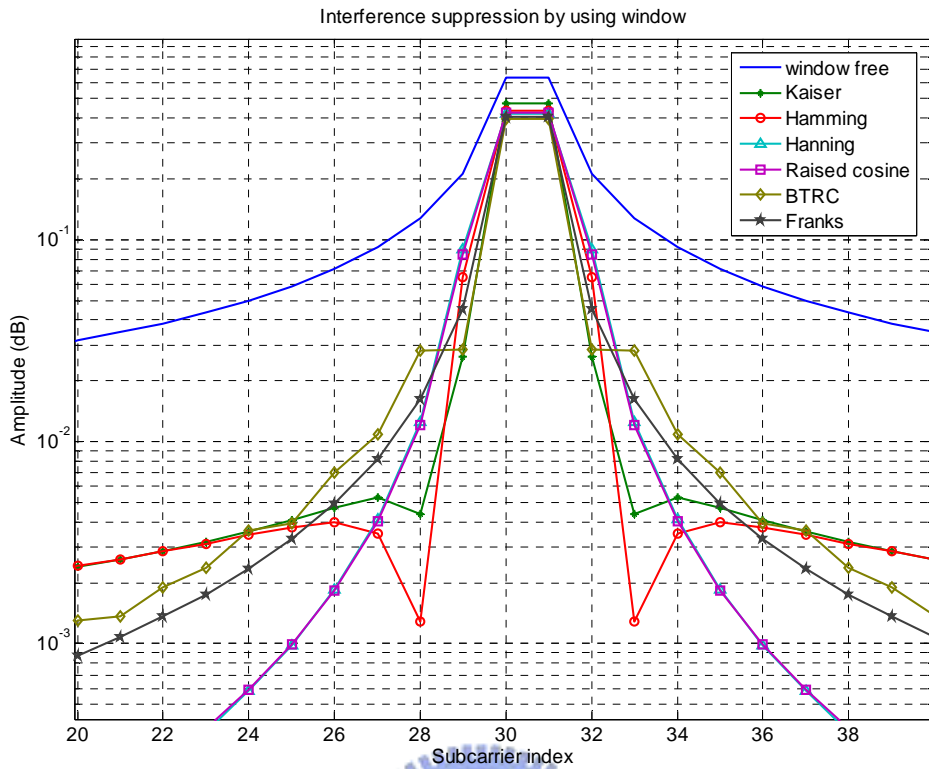


圖 4.1.11 經 window 壓抑後之干擾係數 main-lobe 成分

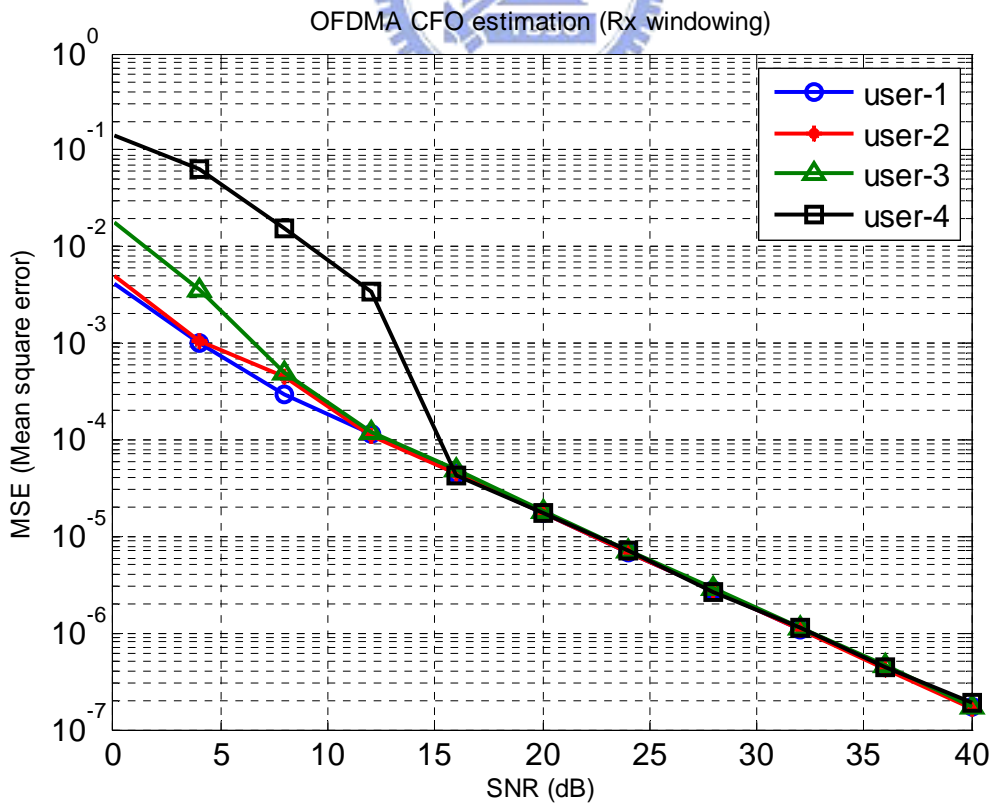


圖 4.1.12 使用 Rx windowing 技術後的 CFO 估測效能

假設接收之訓練符號乘上 window 壓抑干擾後分別為 $\tilde{\mathbf{Z}}_1$ 與 $\tilde{\mathbf{Z}}_2$ ，將 $\tilde{\mathbf{Z}}_1$ 與 $\tilde{\mathbf{Z}}_2$ 用 [3] 估測 CFO，並計算其估測均方誤差，結果如圖 4.1.12 所示。可以看出效能比圖 4.1.5 改善許多，而且已經接近圖 4.1.2 單一用戶 OFDM 系統的效能，所以由模擬結果證明 4.1.3 與 4.1.4 兩節所提出的估測方法皆能夠適用於 OFDMA uplink 系統上估測 CFO。

4.2 適用於 OFDMA Uplink 之載波頻率偏移補償演算法

在 3.2.5 節中介紹過[10]所提出的區塊平行干擾消除法 (BPIC)，BPIC 是將個別用戶信號視為一個區塊 (block)，並使用 $(\mathbf{I}^{i,i} \cdot \mathbf{H}^i)^{-1}$ 對每個區塊信號作 ICI 干擾壓抑，等於將所擁有的自由度都用來消除 ICI，當 MAI 與雜訊能量較大時，BPIC 第一次 iteration (3.19 與 3.20 式) 所偵測出來的 $(\hat{\mathbf{c}}^i)^{j=0}$ 錯誤機率會增大，這會造成第二次 iteration 時，錯誤傳遞 (error propagation) 發生的機率增高，導致整體系統效能下降。因此本小節將提出兩種用於 OFDMA uplink 系統的 CFO 補償演算法，第一種是以 BPIC 為基礎，並結合最小均方誤差準則 (MMSE criterion) 之 MMSE-BPIC 演算法；第二種則是運用連續干擾消除技術 (Successive Interference Cancellation, SIC) 的 BSIC 演算法。模擬效能結果顯示，與[10]的演算法相較，MMSE-BPIC 與 BSIC 的效能皆優於 BPIC。

4.2.1 最小均方誤差區塊平行干擾消除演算法 (MMSE-Block Parallel Interference Cancellation Algorithm)

BPIC [10] 是將個別用戶信號視為一個區塊 (block)，使用 $(\mathbf{I}^{i,i} \cdot \mathbf{H}^i)^{-1}$ 對每個區塊信號作 ICI 干擾壓抑，並沒將考慮雜訊及 MAI 考慮進來，當 MAI 與雜訊能量較大，而通道響應很差時，乘上 $(\mathbf{I}^{i,i} \cdot \mathbf{H}^i)^{-1}$ 可能會造成雜訊或干擾放大 (noise or

interference enhancement) 的問題，為了進一步改善 BPIC 效能，必須將 MAI 及雜訊的影響一併考慮進來，我們重新寫出第 i 個用戶的接收信號，即 (2.17) 式：

$$\begin{aligned}\underline{\mathbf{z}}^i &= (\mathbf{T}^i)^T \cdot \mathbf{Z} = \sum_{m=1}^U \underline{\mathbf{I}}^{i,m} \underline{\mathbf{H}}^m \underline{\mathbf{c}}^m + \underline{\mathbf{W}}^i \\ &= \underbrace{\underline{\mathbf{I}}^{i,i} \underline{\mathbf{H}}^i \underline{\mathbf{c}}^i}_{\text{desired signal and ICI}} + \underbrace{\sum_{m \neq i}^U \underline{\mathbf{I}}^{i,m} \underline{\mathbf{H}}^m \underline{\mathbf{c}}^m + \underline{\mathbf{W}}^i}_{\text{MAI+noise}}\end{aligned}\quad (4.10)$$

假設傳送信號彼此間是獨立的 (independent)，且雜訊 $\underline{\mathbf{W}}^i$ 為可加性白色高斯雜訊 (AWGN)，因此信號及雜訊的二階統計特性為：

$$\begin{cases} E[\underline{\mathbf{c}}^i \cdot (\underline{\mathbf{c}}^m)^H] = \mathbf{0} & , \text{ for } i \neq m \\ E[\underline{\mathbf{c}}^i \cdot (\underline{\mathbf{c}}^m)^H] = \sigma_c^2 \mathbf{I}_M & , \text{ for } i = m \end{cases}\quad (4.11)$$

$$E[\underline{\mathbf{c}}^i \cdot (\underline{\mathbf{W}}^i)^H] = \mathbf{0}\quad (4.12)$$

$$E[\underline{\mathbf{W}}^i \cdot (\underline{\mathbf{W}}^i)^H] = \sigma_w^2 \mathbf{I}_M\quad (4.13)$$

其中 $E[\cdot]$ 代表取期望值，根據[25]中 linear optimum filtering 理論，並且將 (4.10) 式中的 MAI 視為雜訊的一部份，我們可以寫出下列成本函數 (cost function)，即均方誤差 (mean square error)：

$$\mathbf{J}^i = E\left[\left|\underline{\mathbf{c}}^i - (\mathbf{G}_{MMSE}^i)^H \cdot \underline{\mathbf{z}}^i\right|^2\right]\quad (4.14)$$

根據最小均方誤差理論[25]，我們需找到一組係數 \mathbf{G}_{MMSE}^i ，使其滿足下式：

$$\{\mathbf{G}_{MMSE}^i\} = \arg \min_{\mathbf{G}} \{\mathbf{J}^i\} = \arg \min_{\mathbf{G}} \left\{ E\left[\left|\underline{\mathbf{c}}^i - (\mathbf{G})^H \cdot \underline{\mathbf{z}}^i\right|^2\right] \right\}\quad (4.15)$$

由[25]中得知，最小均方誤差的最佳解是溫納解 (Wiener solution)：

$$\mathbf{R}_{zz}^i \cdot \mathbf{G}_{MMSE}^i = \mathbf{R}_{zc}^i\quad (4.16)$$

$$\mathbf{G}_{MMSE}^i = (\mathbf{R}_{zz}^i)^{-1} \cdot \mathbf{R}_{zc}^i\quad (4.17)$$

其中 \mathbf{R}_{zz}^i 為接收信號 $\underline{\mathbf{z}}^i$ 的自相關矩陣 (autocorrelation matrix)， \mathbf{R}_{zc}^i 為接收信號 $\underline{\mathbf{z}}^i$

與傳送信號 $\underline{\mathbf{c}}^i$ 的交相關矩陣 (cross-correlation matrix)，分別定義為：

$$\begin{aligned}
 \mathbf{R}_{\mathbf{z}\mathbf{z}}^i &= E\left[\underline{\mathbf{z}}^i \cdot (\underline{\mathbf{z}}^i)^H\right] \\
 &= E\left[\left(\sum_{k=1}^U \underline{\mathbf{I}}^{i,k} \underline{\mathbf{H}}^k \underline{\mathbf{c}}^k + \underline{\mathbf{W}}^i\right) \cdot \left(\sum_{m=1}^U \underline{\mathbf{I}}^{i,m} \underline{\mathbf{H}}^m \underline{\mathbf{c}}^m + \underline{\mathbf{W}}^i\right)^H\right] \\
 &= \sigma_c^2 \sum_{k=1}^U (\underline{\mathbf{I}}^{i,k} \underline{\mathbf{H}}^k) \cdot (\underline{\mathbf{I}}^{i,k} \underline{\mathbf{H}}^k)^H + \sigma_w^2 \mathbf{I}_M
 \end{aligned} \tag{4.18}$$

與

$$\begin{aligned}
 \mathbf{R}_{\mathbf{z}\mathbf{c}}^i &= E\left[\underline{\mathbf{z}}^i \cdot (\underline{\mathbf{c}}^i)^H\right] \\
 &= E\left[\left(\sum_{k=1}^U \underline{\mathbf{I}}^{i,k} \underline{\mathbf{H}}^k \underline{\mathbf{c}}^k + \underline{\mathbf{W}}^i\right) \cdot (\underline{\mathbf{c}}^i)^H\right] \\
 &= E\left[(\underline{\mathbf{I}}^{i,i} \underline{\mathbf{H}}^i \underline{\mathbf{c}}^i) \cdot (\underline{\mathbf{c}}^i)^H\right] + E\left[\left(\sum_{k \neq i}^U \underline{\mathbf{I}}^{i,k} \underline{\mathbf{H}}^k \underline{\mathbf{c}}^k + \underline{\mathbf{W}}^i\right) \cdot (\underline{\mathbf{c}}^i)^H\right] \\
 &= (\underline{\mathbf{I}}^{i,i} \underline{\mathbf{H}}^i) \cdot \sigma_c^2 \mathbf{I}_M
 \end{aligned} \tag{4.19}$$

將 (4.18) 與 (4.19) 代入 (4.17) 式，可求得 \mathbf{G}_{MMSE}^i 為：

$$\begin{aligned}
 \mathbf{G}_{MMSE}^i &= (\mathbf{R}_{\mathbf{z}\mathbf{z}}^i)^{-1} \cdot \mathbf{R}_{\mathbf{z}\mathbf{c}}^i \\
 &= \left[\sum_{k=1}^U (\underline{\mathbf{I}}^{i,k} \underline{\mathbf{H}}^k) \cdot (\underline{\mathbf{I}}^{i,k} \underline{\mathbf{H}}^k)^H + \frac{\sigma_w^2}{\sigma_c^2} \mathbf{I}_M \right]^{-1} \cdot (\underline{\mathbf{I}}^{i,i} \underline{\mathbf{H}}^i)
 \end{aligned} \tag{4.20}$$

我們將 \mathbf{G}_{MMSE}^i 用在 BPIC 演算法的第一次 iteration，目的是使第一次信號偵測的結果更為準確，降低第二次 iteration 發生錯誤傳遞 (error propagation) 的機率，所得到的 MMSE-BPIC 演算法如下：

MMSE –BPIC algorithm :

Initialization : $j = 0$

$$\begin{aligned}
 (\hat{\underline{\mathbf{z}}}^i)^{j=0} &= \left[(\mathbf{G}_{MMSE}^i)^H \cdot \underline{\mathbf{z}}^i \right] \\
 &= \left[(\mathbf{G}_{MMSE}^i)^H \underline{\mathbf{I}}^{i,i} \underline{\mathbf{H}}^i \underline{\mathbf{c}}^i + (\mathbf{G}_{MMSE}^i)^H \cdot \sum_{\substack{k=1, \\ k \neq i}}^U \underline{\mathbf{I}}^{i,k} \underline{\mathbf{H}}^k \underline{\mathbf{c}}^k + (\mathbf{G}_{MMSE}^i)^H \cdot \underline{\mathbf{W}}^i \right]
 \end{aligned}$$

(4.21)

$$\begin{aligned} (\hat{\underline{\mathbf{c}}})^{j=0} &= \text{detector} \left\{ (\hat{\underline{\mathbf{z}}})^{j=0} \right\} \\ &\text{for } i=1, \dots, U \end{aligned} \quad (4.22)$$

Iteration Loop : $j = j + 1$

MAI Cancellation :

$$\begin{aligned} \text{MAI} &= \sum_{k \neq i}^U \underline{\mathbf{I}}^{i,k} \underline{\mathbf{H}}^k (\hat{\underline{\mathbf{c}}})^{j-1} \\ (\hat{\underline{\mathbf{z}}})^j &= \underline{\mathbf{z}}^i - \text{MAI} \quad , \text{ for } i=1, \dots, U \end{aligned} \quad (4.23)$$

ICI suppression :

$$\begin{aligned} (\hat{\underline{\mathbf{y}}})^j &= \left[(\underline{\mathbf{I}}^{i,i} \underline{\mathbf{H}}^i)^{-1} \cdot (\hat{\underline{\mathbf{z}}})^j \right] \\ (\hat{\underline{\mathbf{c}}})^j &= \text{detector} \left\{ (\hat{\underline{\mathbf{y}}})^j \right\} \quad , \text{ for } i=1 \sim U. \end{aligned} \quad (4.24)$$

Go back to loop until $j =$ the number of iteration.



不同於 BPIC，MMSE-BPIC 在第一次 iteration ($j=0$) 使用 \mathbf{G}_{MMSE}^i 做干擾 (ICI) 及雜訊 (包含 MAI) 壓抑，此處相當於把 MAI 視為雜訊的一部份，因此干擾壓抑的效果會比單純用 $(\underline{\mathbf{I}}^{i,i} \underline{\mathbf{H}}^i)$ 的反矩陣更好，使信號偵測的結果更為準確。與 BPIC 相比，MMSE-BPIC 需付出額外的運算複雜度，因為 \mathbf{G}_{MMSE}^i 的計算量比 $(\underline{\mathbf{I}}^{i,i} \underline{\mathbf{H}}^i)$ 的反矩陣更高。

4.2.2 區塊連續干擾消除演算法 (Block Successive Interference Cancellation)

一般而言，具有平行干擾消除機制的演算法，在實現上都需要較高的硬體複雜度，而且因為其具有平行處理架構，複雜度會隨著用戶數目增加而提高，若要降低硬體複雜度，並且又能夠維持相同水準的效能，連續干擾消除機制

(successive interference cancellation) [23]會是個合適的選擇。連續干擾消除機制需要決定信號偵測的先後順序，通常是由可靠度 (reliability) 最高的信號開始偵測，因為可靠度高的信號偵測出來得結果正確性越高，傳統上都是以信號能量做為排列先後順序的依據，在我們的應用中，用戶的載波頻率偏移量越小，代表漏到其他頻帶上的能量較少，信號可靠度也越高，因此在我們的演算法中，是以 CFO 值做為排列偵測順序的依據，CFO 值小的較早偵測，反之則較晚。所提出的區塊連續干擾消除 (Block Successive Interference Cancellation, BSIC) 演算法如下：

BSIC algorithm :

Initialization : $j = 0$

Rank the estimated CFOs of each subscriber

Loop : $j = j + 1$

for $m = 1 \sim U$

Select the un-chosen subscriber with the smallest CFO : i

ICI suppression :

$$\begin{aligned} (\hat{\underline{\mathbf{z}}}^i)^{j=0} &= [(\underline{\mathbf{I}}^{i,i} \underline{\mathbf{H}}^i)^{-1} \cdot \underline{\mathbf{z}}^i] \\ &= \left[\underline{\mathbf{c}}^i + (\underline{\mathbf{I}}^{i,i} \underline{\mathbf{H}}^i)^{-1} \sum_{\substack{k=1, \\ k \neq i}}^U \underline{\mathbf{I}}^{i,k} \underline{\mathbf{H}}^k \underline{\mathbf{c}}^k + (\underline{\mathbf{I}}^{i,i} \underline{\mathbf{H}}^i)^{-1} \cdot \underline{\mathbf{W}}^i \right] \end{aligned} \quad (4.25)$$

$$(\hat{\underline{\mathbf{c}}}^i)^{j=0} = \text{detector} \left\{ (\hat{\underline{\mathbf{z}}}^i)^{j=0} \right\} \quad (4.26)$$

MAI Cancellation :

for $l = 1 \sim U$, and $l \neq i$

$$\underline{\mathbf{z}}^l = \underline{\mathbf{z}}^l - (\underline{\mathbf{I}}^{l,i} \underline{\mathbf{H}}^i) \cdot (\hat{\underline{\mathbf{c}}}^i)^j \quad (4.27)$$

end

end

After canceling MAI for each user, we must suppress the ICI for each user again.

$$\left(\hat{\mathbf{z}}^i\right)^j = \left[\left(\mathbf{I}^{i,i} \mathbf{H}^i\right)^{-1} \cdot \mathbf{z}^i \right], \text{ for } i=1 \sim U. \quad (4.28)$$

$$\left(\hat{\mathbf{c}}^i\right)^j = \text{detector} \left\{ \left(\hat{\mathbf{z}}^i\right)^j \right\} \quad (4.29)$$

Go back to (4.27) until $j = \text{the number of iteration}$.

BSIC 演算法第一步驟是先依照估測 CFO 值的大小，排列好信號偵測的先後順序，再來是按照此順序，使用 $(\mathbf{I}^{i,i} \mathbf{H}^i)$ 的反矩陣對 \mathbf{z}^i 做 ICI 干擾壓抑以及信號偵測；第三步則是利用 $(\hat{\mathbf{c}}^i)^{j=0}$ 重建對其他用戶的干擾，並做干擾消除，重複此步驟直到所有用戶都做完了干擾消除，這個程序會使得 BSIC 需要比 BPIC 花更多延遲時間來做干擾消除，然而能量較弱的信號（CFO 較大），因為前面已經做過多次干擾消除，輪到 CFO 較大的信號作偵測時，所剩下的干擾成分較少，偵測的結果也越準確，因此 BSIC 的效能會優於 BPIC。

BSIC 之架構如圖 4.2.1 所示，

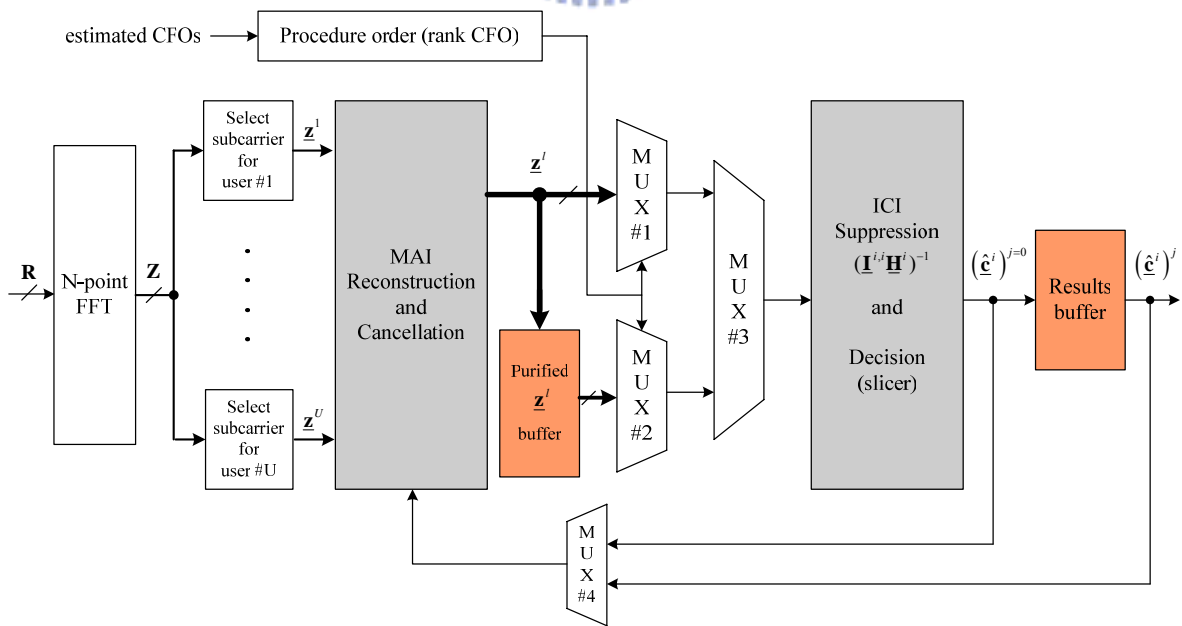


圖 4.2.1 BSIC 架構圖

圖 4.2.1 中，多工器 MUX #1 與 #2 是用來選擇根據 CFO 大小，做 ICI 干擾壓抑處理的先後順序，在執行完第一次 SIC 迴圈後所得到較乾淨的用戶信號 \underline{z}^l ， $l=1\sim U$ ，會暫存在 Purified buffer 內，此時 MUX #3 會選擇 MUX #2 做為輸出，也就是以 Purified buffer 內較乾淨的信號 \underline{z}^l 再做一次 ICI 干擾壓抑處理程序，並且將做完硬性決定後的偵測結果暫存在 results buffer 中，至此完成第一次的 iteration；執行第二次以上 iteration 則是利用 results buffer 內的結果，再執行一次 BSIC 程序，所得到的偵測結果將會比第一次 iteration 時更為準確。SIC 架構的優點是某些功能區塊是可以重複使用的，因此硬體複雜度較低，缺點則是需要更長的延遲時間完成信號偵測。

4.3 載波相位追蹤 (Carrier phase tracking)

載波頻率偏移估測不可能完全準確無誤，一定會存在一些殘餘的頻率誤差，這些殘餘誤差並不會造成嚴重的 SNR 損失，但是會造成星狀圖旋轉(constellation rotation)，因此接收端在補償完 CFO 後，必須還要補償星狀圖旋轉的相位差，此步驟稱為載波相位追蹤，常見的方法可分為兩大類，Data-aided 與 nondata-aided，在本論文中，我們將採用 Data-aided 方法[11]作相位追蹤。

4.3.1 Data-aided 載波相位追蹤

Data-aided 相位追蹤的概念是預先在傳送之 OFDM symbol 中，某些特定子載波位置上傳送已知的信號，這些特定的子載波稱為 pilot sub-carriers，例如 IEEE 802.11a 就在傳送的 OFDM symbols 中定義了四個 pilot sub-carriers，這些 pilot sub-carriers 可以用來幫助接收端追蹤載波相位。假設經過 DFT 後第 n 個接收之 OFDM symbol 的 pilot sub-carrier 為：

$$R_{n,k} = H_k P_{n,k} e^{j2\pi\Phi_n} \quad (4.30)$$

其中 H_k 為通道頻率響應， $P_{n,k}$ 為已知的 pilot symbol， Φ_n 為殘餘的相位差，假設

共有 N_p 個 pilot symbols，且通道響應估計值為 \hat{H}_k ，則相位估測值可表示成：

$$\begin{aligned}\hat{\Phi}_n &= \frac{1}{2\pi} \angle \left[\sum_{k=1}^{N_p} R_{n,k} \left(\hat{H}_k P_{n,k} \right)^* \right] \\ &= \frac{1}{2\pi} \angle \left[\sum_{k=1}^{N_p} H_k P_{n,k} e^{j2\pi\Phi_n} \cdot \left(\hat{H}_k P_{n,k} \right)^* \right]\end{aligned}\quad (4.31)$$

若假設通道響應為完美估計，則相位估測值為：

$$\begin{aligned}\hat{\Phi}_n &= \frac{1}{2\pi} \angle \left[\sum_{k=1}^{N_p} |H_k|^2 |P_{n,k}|^2 e^{j2\pi\Phi_n} \right] \\ &= \frac{1}{2\pi} \angle \left[e^{j2\pi\Phi_n} \sum_{k=1}^{N_p} |H_k|^2 \right]\end{aligned}\quad (4.32)$$

4.3.2 MMSE-BPIC 與 BSIC 演算法之載波相位追蹤

MMSE-BPIC 與 BSIC 演算法都具有 decision feedback 的結構，因此在做 decision 之前，必須要做相位追蹤，將旋轉的相位補償回來，而且在重建 MAI 時，也要將此相位再度補償回去，以避免重建後的 MAI 與實際值之間因未補償而有相位差，下面列出加入相位追蹤後的 MMSE-BPIC 與 BSIC 演算法：

MMSE –BPIC algorithm (with phase tracking) :

Initialization : $j = 0$

$$\begin{aligned}\left(\hat{\mathbf{z}}^i \right)^{j=0} &= \left[\left(\mathbf{G}_{MMSE}^i \right)^H \cdot \mathbf{z}^i \right] \\ &= \left[\left(\mathbf{G}_{MMSE}^i \right)^H \mathbf{I}^{i,i} \mathbf{H}^i \mathbf{c}^i + \left(\mathbf{G}_{MMSE}^i \right)^H \cdot \sum_{\substack{k=1, \\ k \neq i}}^U \mathbf{I}^{i,k} \mathbf{H}^k \mathbf{c}^k + \left(\mathbf{G}_{MMSE}^i \right)^H \cdot \mathbf{W}^i \right]\end{aligned}\quad (4.33)$$

$$(\hat{\Phi}^i)^{j=0} = \text{phase_estimator} \left[(\hat{\mathbf{z}}^i(\text{pilot_tone}))^{j=0} \right] \quad (4.34)$$

$$(\hat{\mathbf{c}}^i)^{j=0} = \text{detector} \left\{ (\hat{\mathbf{z}}^i)^{j=0} \cdot \exp \left[-(\hat{\Phi}^i)^{j=0} \right] \right\} \quad (4.35)$$

for $i = 1, \dots, U$

Iteration Loop : $j = j + 1$

MAI Cancellation :

$$\text{MAI} = \sum_{k \neq i}^U \mathbf{I}^{i,k} \mathbf{H}^k (\hat{\mathbf{c}}^k)^{j-1} \cdot \exp \left[(\hat{\Phi}^k)^{j-1} \right] \quad (4.36)$$

$$(\hat{\mathbf{z}}^i)^j = \mathbf{z}^i - \text{MAI} \quad , \quad \text{for } i = 1, \dots, U$$

ICI suppression :

$$(\hat{\mathbf{y}}^i)^j = \left[(\mathbf{I}^{i,i} \mathbf{H}^i)^{-1} \cdot (\hat{\mathbf{z}}^i)^j \right] \quad (4.37)$$

$$(\hat{\Phi}^i)^j = \text{phase_estimator} \left[(\hat{\mathbf{y}}^i(\text{pilot_tone}))^j \right] \quad (4.38)$$

$$(\hat{\mathbf{c}}^i)^j = \text{detector} \left\{ (\hat{\mathbf{y}}^i)^j \cdot \exp \left[-(\hat{\Phi}^i)^j \right] \right\} \quad , \quad \text{for } i = 1 \sim U.$$

Go back to loop until $j =$ the number of iteration.

BSIC algorithm (with phase tracking) :

Initialization : $j = 0$

Rank the estimated CFOs of each subscriber

Loop : $j = j + 1$

for $m = 1 \sim U$

Select the un-chosen subscriber with the smallest CFO : i

ICI suppression :

$$(\hat{\mathbf{z}}^i)^{j=0} = \left[(\mathbf{I}^{i,i} \mathbf{H}^i)^{-1} \cdot \mathbf{z}^i \right] \quad (4.39)$$

$$= \left[\mathbf{c}^i + (\mathbf{I}^{i,i} \mathbf{H}^i)^{-1} \sum_{\substack{k=1, \\ k \neq i}}^U \mathbf{I}^{i,k} \mathbf{H}^k \mathbf{c}^k + (\mathbf{I}^{i,i} \mathbf{H}^i)^{-1} \cdot \mathbf{W}^i \right]$$

$$\left(\hat{\Phi}^i\right)^{j=0} = \text{phase_estimator} \left[\left(\hat{\mathbf{z}}^i(\text{pilot_tone})\right)^{j=0} \right] \quad (4.40)$$

$$\left(\hat{\mathbf{c}}^i\right)^{j=0} = \text{detector} \left\{ \left(\hat{\mathbf{z}}^i\right)^{j=0} \cdot \exp \left[-\left(\hat{\Phi}^i\right)^j \right] \right\} \quad (4.41)$$

MAI Cancellation :

for $l = 1 \sim U$, and $l \neq i$

$$\underline{\mathbf{z}}^l = \underline{\mathbf{z}}^l - \left(\underline{\mathbf{I}}^{l,i} \underline{\mathbf{H}}^i\right) \cdot \left(\hat{\mathbf{c}}^i\right)^j \cdot \exp \left[\left(\hat{\Phi}^i\right)^{j=0} \right] \quad (4.42)$$

end

end

After canceling MAI for each user, we must suppress the ICI for each user again.

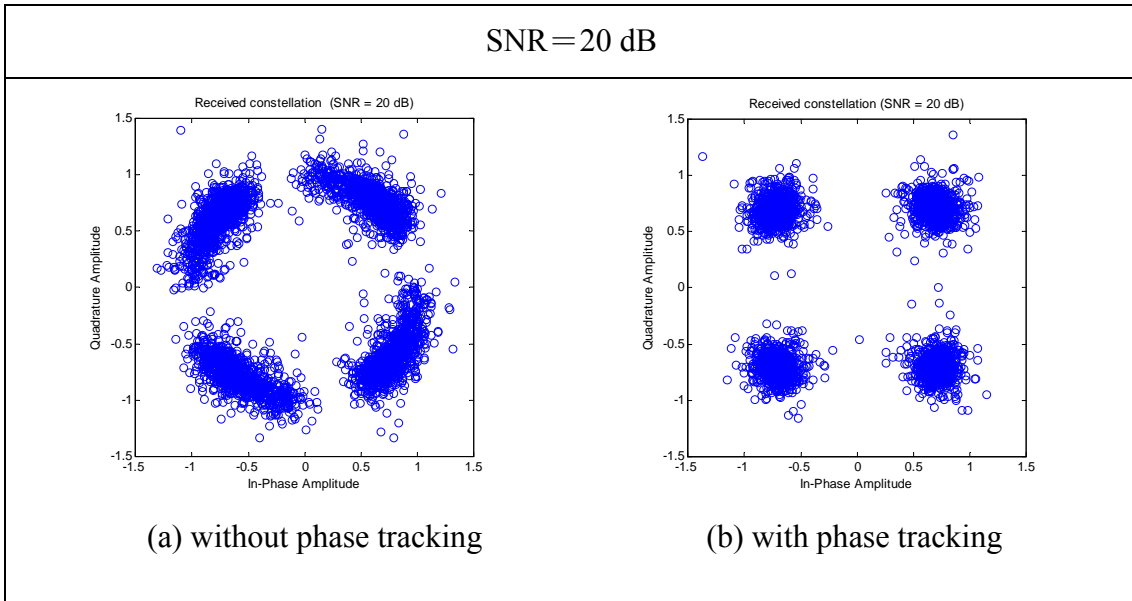
$$\left(\hat{\mathbf{z}}^i\right)^j = \left[\left(\underline{\mathbf{I}}^{i,i} \underline{\mathbf{H}}^i\right)^{-1} \cdot \underline{\mathbf{z}}^i \right], \text{ for } i = 1 \sim U. \quad (4.43)$$

$$\left(\hat{\Phi}^i\right)^j = \text{phase_estimator} \left[\left(\hat{\mathbf{z}}^i(\text{pilot_tone})\right)^j \right] \quad (4.44)$$

$$\left(\hat{\mathbf{c}}^i\right)^j = \text{detector} \left\{ \left(\hat{\mathbf{z}}^i\right)^j \cdot \exp \left[-\left(\hat{\Phi}^i\right)^j \right] \right\} \quad (4.45)$$

Go back to (4.27) until $j =$ the number of iteration.

下圖 4.3.1 為有做相位追蹤之前與之後，星狀圖的差異：



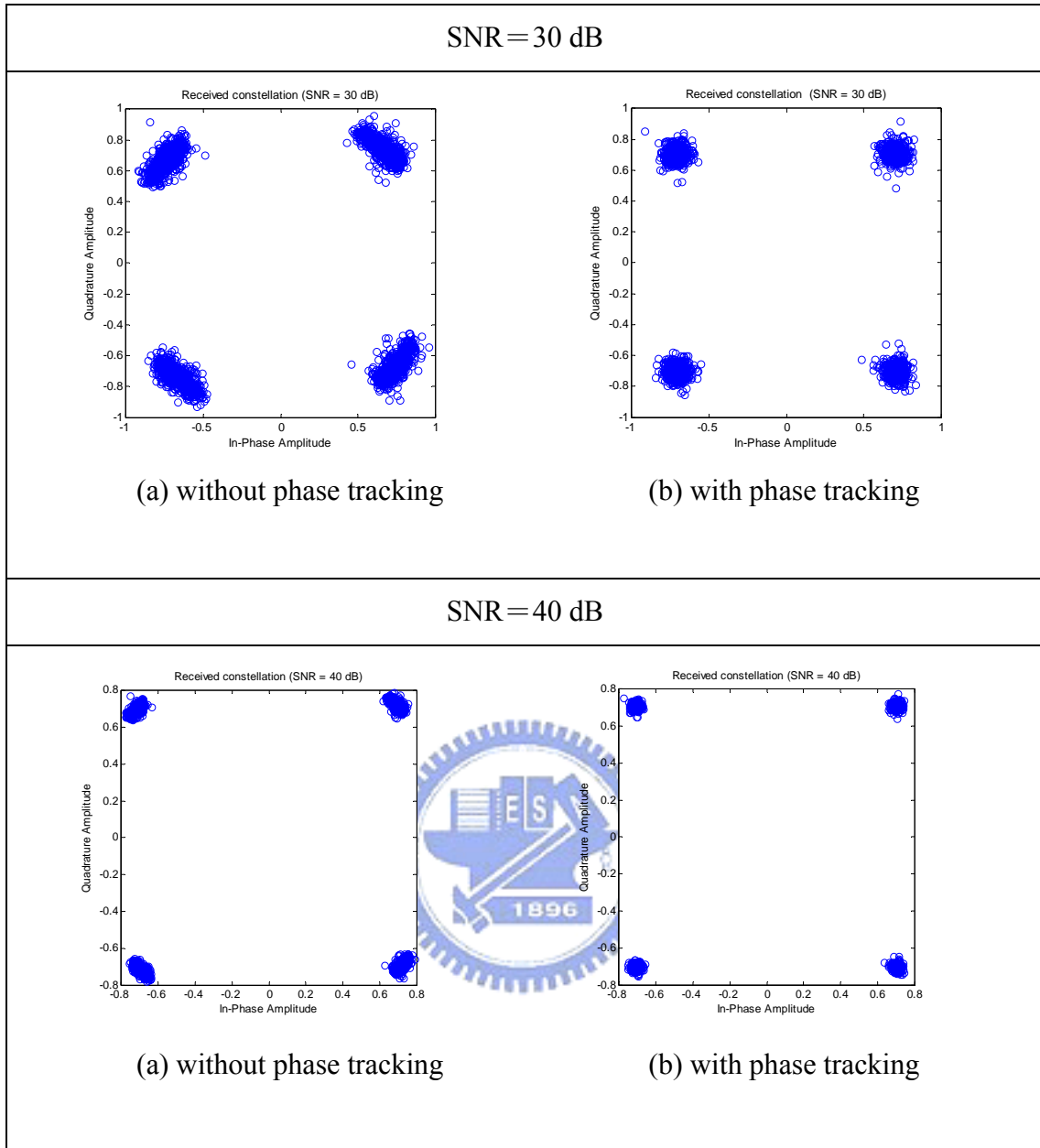


圖 4.3.1 無相位追蹤 vs. 有做相位追蹤，星狀圖的差異

第五章

模擬結果分析與比較

在第四章中，我們提出了兩種用於 OFDMA uplink 系統的 CFO 估測及 CFO 補償演算法，因此本章的重點在於將提出之演算法套用到第二章所介紹的 OFDMA uplink 系統模型上，並且做完整的效能模擬及分析。本章主要可分為三大部分，第一部份會先介紹模擬所用到的系統參數，然後對 4.1 節提出的兩種 CFO 估測方法做效能模擬，並且與單一用戶之 OFDM 系統的估計效能作比較；第二部分則是先假設接收端已知 CFO 偏移量，然後模擬 4.2 節提出的兩種 CFO 補償演算法，以及第三章所介紹過的其他 CFO 補償演算法在 OFDMA 系統上的效能，並且做效能上的比較；第三部分將模擬 4.3 節所介紹過，整合提出的 CFO 估測及補償演算法的效能，最後會模擬 BSIC 及 MMSE-BPIC 對 CFO 估測誤差的敏感度，並與其他演算法做比較，模擬結果證明我們所提出的演算法對於 CFO 估測誤差的容忍度優於大部分的演算法。

5.1 CFO 估測之均方誤差 (Mean square error, MSE)

5.1.1 系統模擬環境與參數

在本論文中，我們以第二章所介紹的 OFDMA uplink 系統為模擬平台，系統參數如表 5.1 所示，若無特別指定，本章後面模擬均以此表參數為準。

OFDMA uplink 系統參數	
載波頻率	2.4 GHz
頻寬	20 MHz

通道模型	Frequency selective Rayleigh fading channel , number of tapes = 5
調變方式	QPSK
DFT 長度	256
CP 長度	16
子載波配置	區塊配置 (block sub-carrier allocation)
用戶個數	4

表 5.1 OFDMA 系統參數

5.1.2 CFO 估測效能模擬與比較

假設 normalized CFO 值為 $[\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3, \varepsilon_4] = [0.2304, 0.3072, 0.384, 0.4608]$ ，四個用戶的情況，使用 self-ICI cancellation 之 CFO 估測法之 MSE 如下圖 5.1.1：

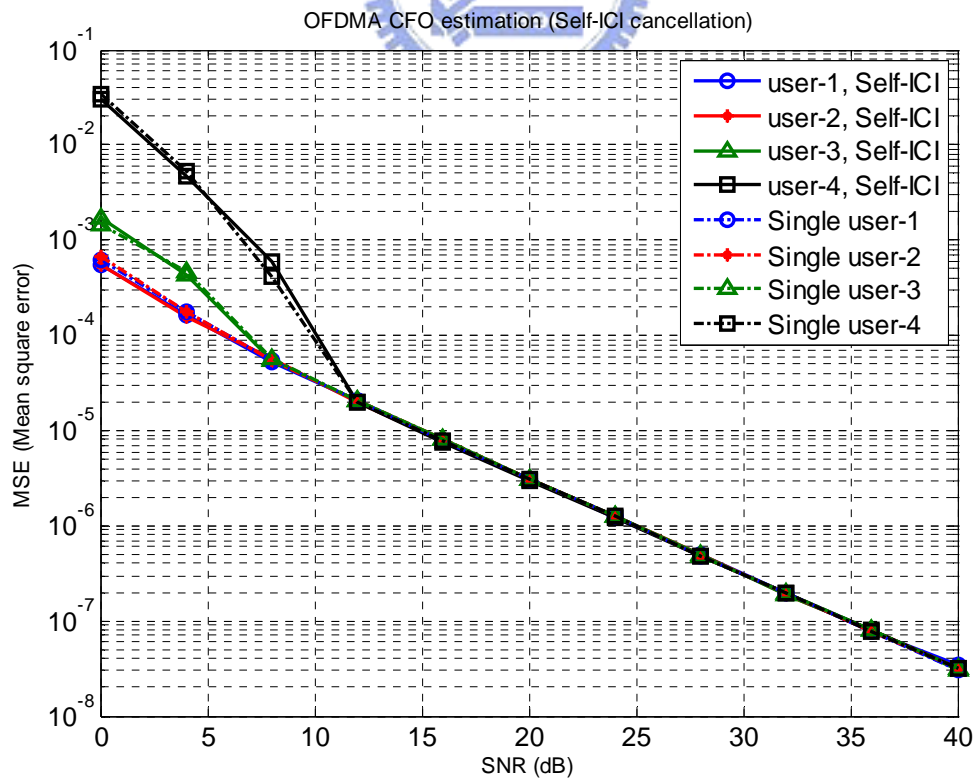


圖 5.1.1 MSE vs. SNR，self-ICI cancellation 之 CFO 估測法

圖 5.1.1 中除了使用 self-ICI cancellation 之 CFO 估測法的 MSE 曲線外，另一組曲線則是單一用戶情況下[3]的估測效能，可以看出兩組曲線幾乎完全重疊，也就是說使用 self-ICI cancellation 之 CFO 估測法能夠達到幾乎與單一用戶時相同的估測效能。

圖 5.1.2 則是使用 Rx windowing 之 CFO 估測法，與單一用戶情況下[3]的估測效能比較，此處我們選用的 window function 為 Matlab 內建之 Kaiser window function， $kaiser(N, 4)$ ：

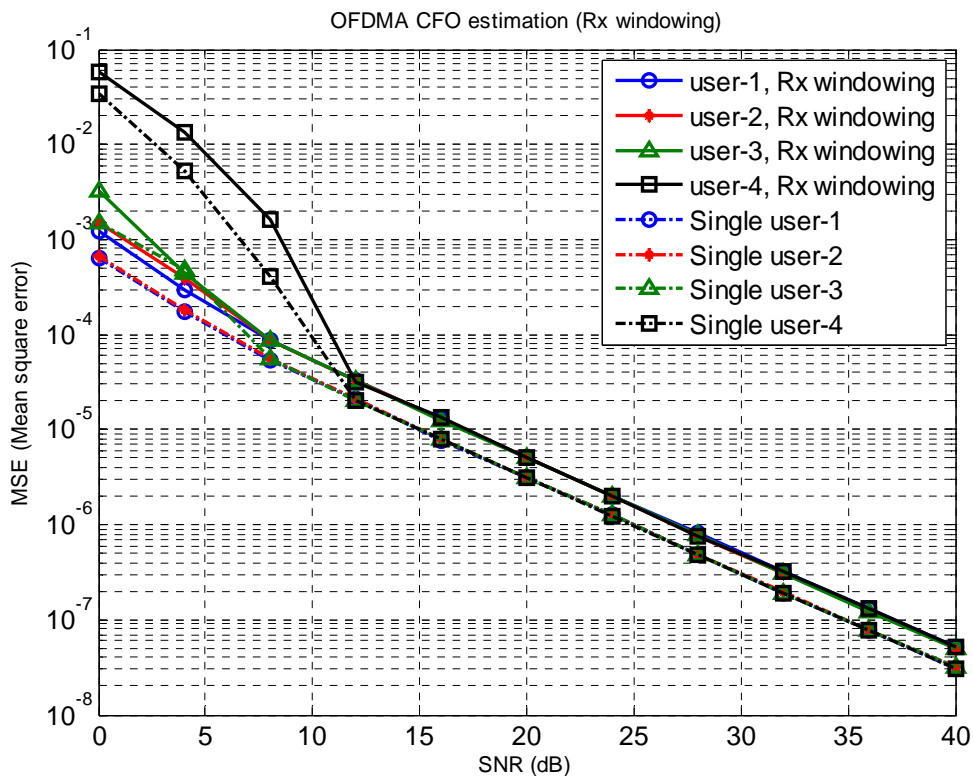


圖 5.1.2 MSE vs. SNR，Rx windowing 之 CFO 估測法

圖 5.1.2 顯示，使用 Rx windowing 之 CFO 估測法的效能比單一用戶的情況稍差，這是因為 MAI 的 side-lobe 部分無法完全靠 windowing 消除，仍會有些許殘餘干擾存在，這點可以由圖 5.1.3 看出，圖 5.1.3 是模擬 SNR 由 0 到 100 的 MSE 效能，大約在 SNR 超過 50 dB 之後（雜訊幾乎可以忽略），就能看出殘餘 MAI 對估測

效能的影響，這些殘餘的 MAI 會降低整體系統的信號對干擾及雜訊比 (Signal to Interference and Noise ratio, SINR)，所以圖 5.1.2 中 Rx windowing 曲線會比單一用戶的曲線向上平移一些。不過一般通訊系統很少會達到這麼高的 SNR，因此這些許的殘餘干擾不會對整體系統效能造成太大的影響。

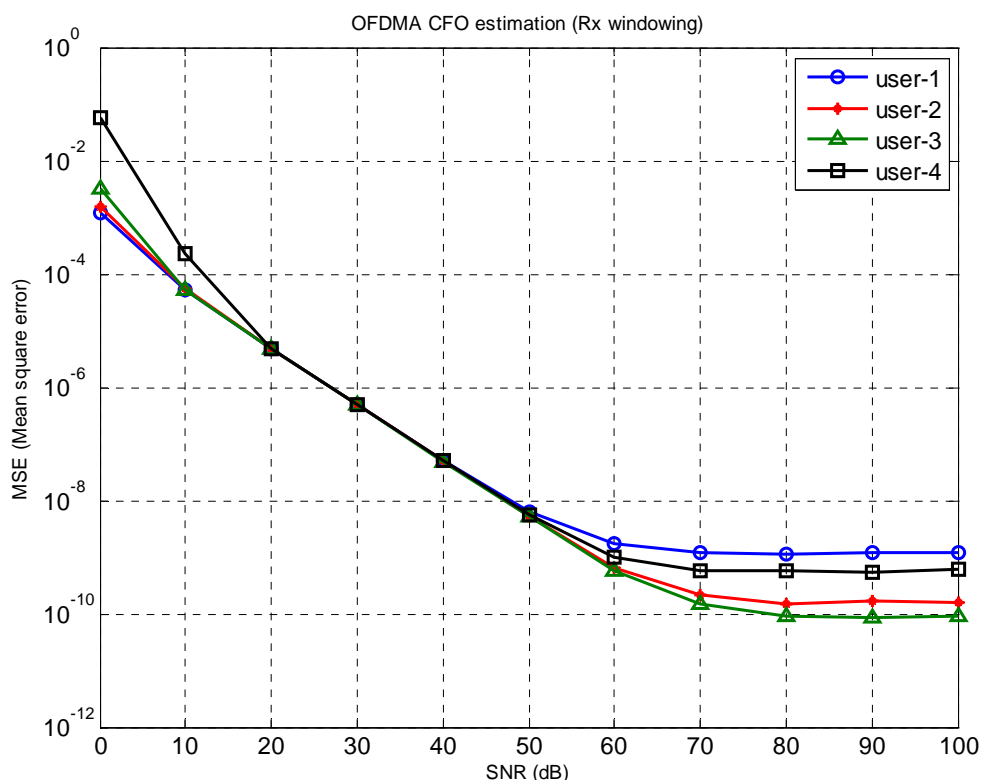


圖 5.1.3 MSE vs. SNR (0~100 dB)，使用 Rx windowing 後仍有殘餘干擾

前面模擬為了方便比較，都採用同一組 CFO 偏移值來模擬，為了證明提出的 CFO 估測法的適用性，接下來的模擬將以隨機的方式產生 CFO 值，由於[3]的估計範圍介於 $[-\pi, \pi)$ 之間，也就是 $0 < |\varepsilon^i| < 0.5$ ，因此隨機產生的 CFO 值介於 $(-0.5, 0.5)$ 之間，且為 uniform distribution，圖 5.1.4 與圖 5.1.5 分別為使用 self-ICI cancellation 與 Rx windowing 後的估測均方誤差模擬，其中每個 SNR 的 MSE 都是由 10000 次模擬 (trials) 取平均值得到。

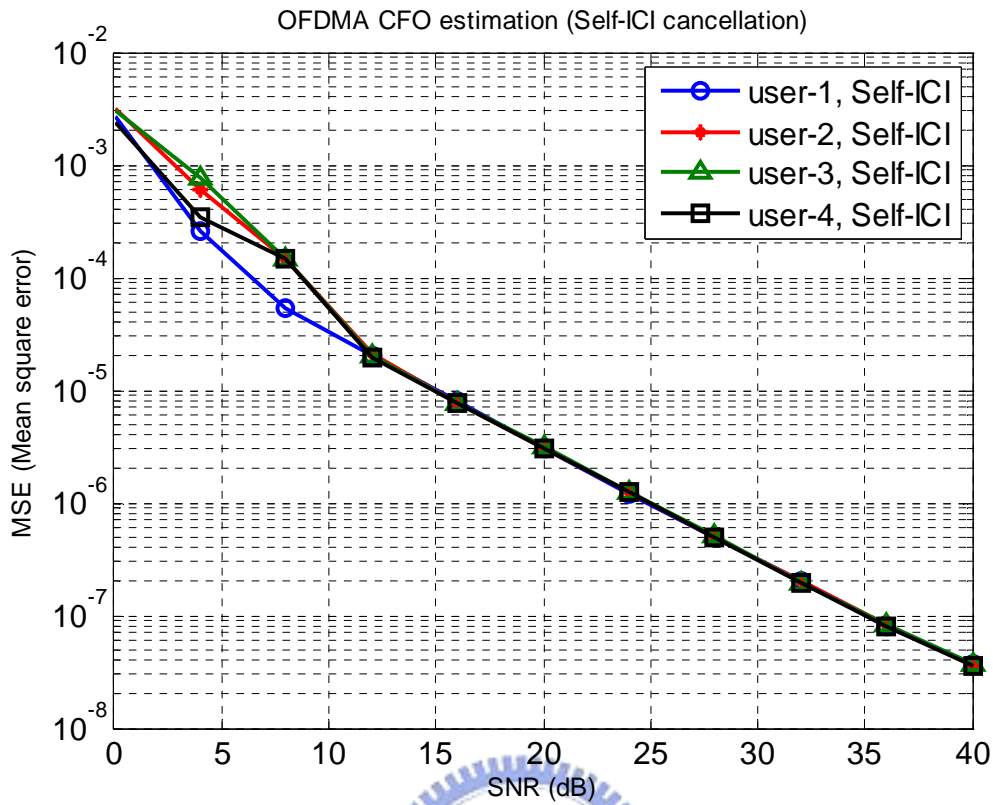


圖 5.1.4 MSE vs. SNR (self-ICI cancellation), 隨機 CFO

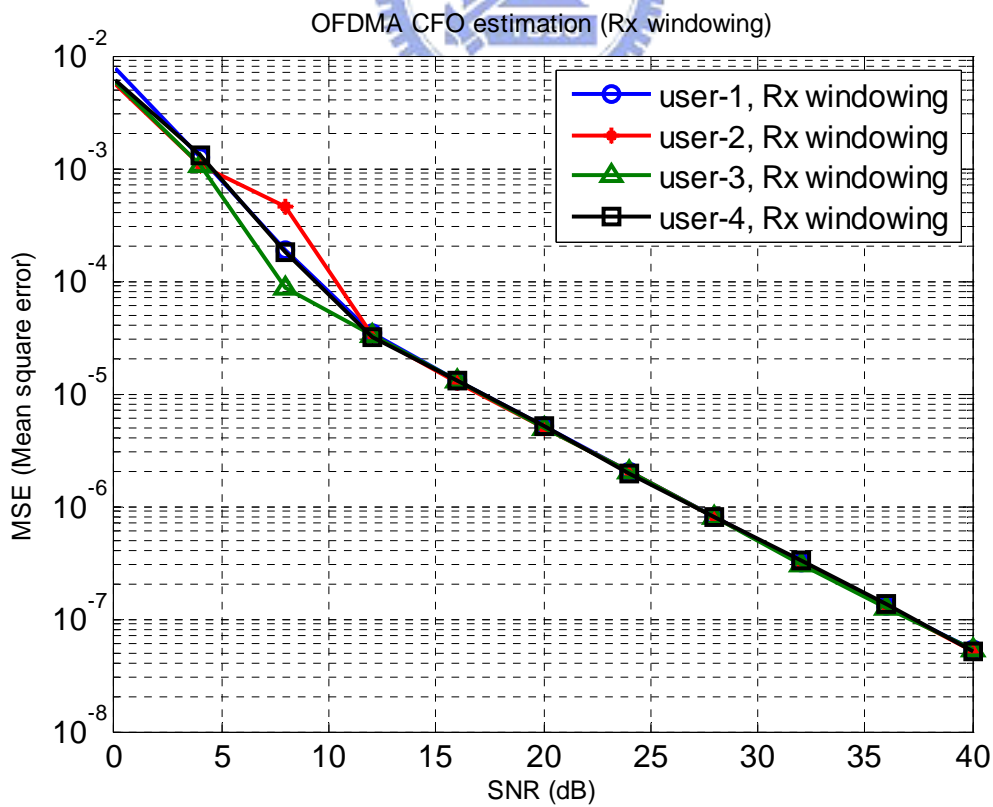


圖 5.1.5 MSE vs. SNR (Rx windowing), 隨機 CFO

5.2 CFO 補償演算法之效能模擬

5.2.1 Iteration 次數對效能之影響

[10]的 BPIC 演算法以及第四章所提出的 MMSE-BPIC、BSIC 演算法，皆具有 iteration 結構，為了觀察 iteration 次數對其效能的影響，我們令 $N = 64$ ，並假設接收端已知 CFO 值 (idea CFO estimation)，四個用戶分別為 $[\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3, \varepsilon_4] = [0.2304, 0.3072, 0.384, 0.4608]$ ，其餘系統參數如表 5.1 所示，分別模擬 BPIC、MMSE-BPIC 及 BSIC 三種演算法在 iteration 次數等於 1~4 次時的位元錯誤率效能，結果如圖 5.1.6~圖 5.1.8 所示：

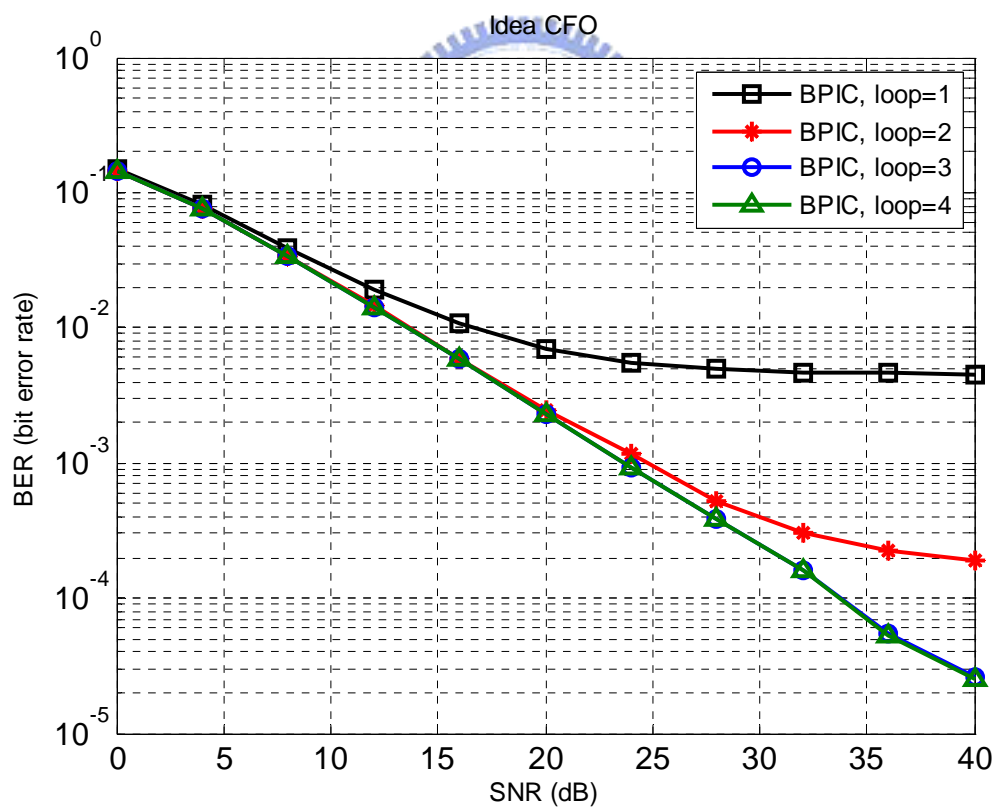


圖 5.2.1 Iteration 次數對 BPIC [10]演算法 BER 之影響

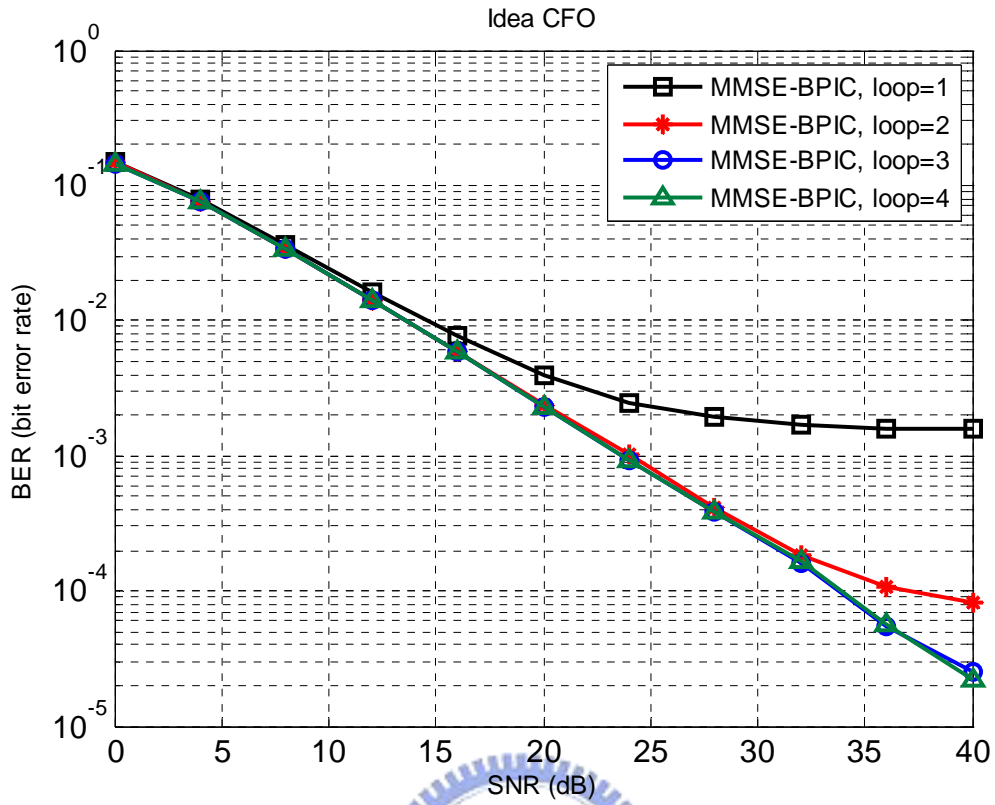


圖 5.2.2 Iteration 次數對 MMSE-BPIC 演算法 BER 之影響

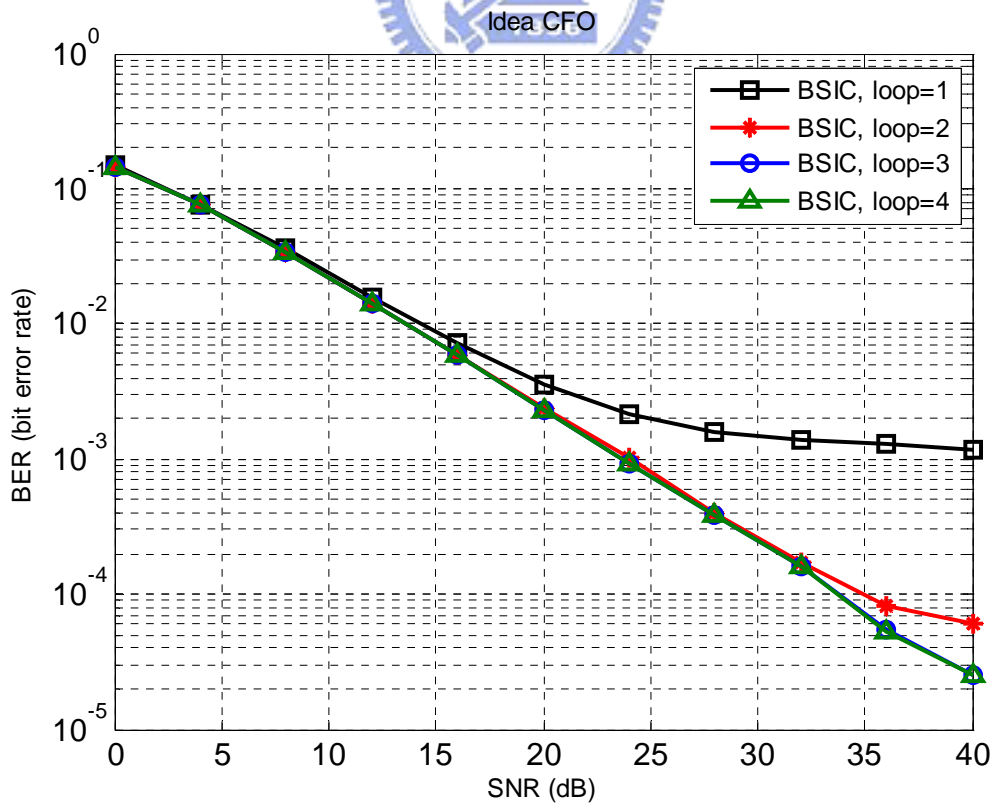


圖 5.2.3 Iteration 次數對 BSIC 演算法 BER 之影響

圖 5.1.6~圖 5.1.8 顯示 BPIC、MMSE-BPIC 及 BSIC 三種演算法的效能皆會隨著 iteration 次數增加而改善，其中以一次到兩次所獲得的增益最為顯著，兩次到三次所獲得的增益只有在高 SNR 時較為明顯，iteration 三次到四次就幾乎看不出 BER 有明顯的改善，因此 BPIC、MMSE-BPIC 及 BSIC 演算法的效能大約在 iteration 等於三次時就有收斂的跡象，所以此模擬結果可以做為選擇 iteration 次數的參考依據，以方便在效能及複雜度之間作取捨 (trade off)，就模擬結果來說，MMSE-BPIC 及 BSIC 約只需兩次 iteration 即可達到不錯的效能。

下圖 5.1.9 比較 BPIC、MMSE-BPIC 及 BSIC 三者 iteration 次數為一次跟兩次時的 BER 效能，可以看出不管 iteration 次數為一或兩次，MMSE-BPIC 及 BSIC 皆優於 BPIC 演算法，而 BSIC 又稍微優於 MMSE-BPIC，這是因為 BSIC 的連續干擾消除機制，會使得越晚做偵測的用戶信號所遭遇的干擾成分越少，所獲得的 diversity gain 也就越大，因此效能較好。

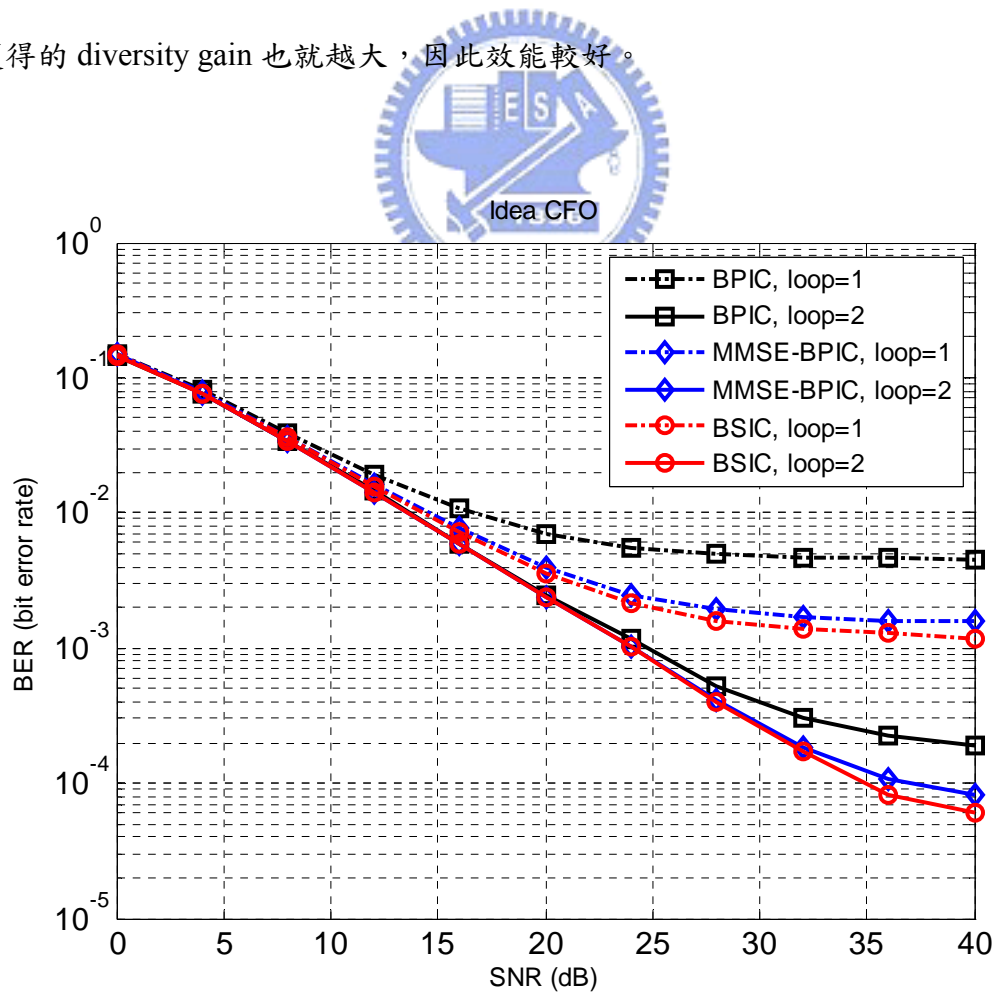


圖 5.2.4 BPIC、MMSE-BPIC 及 BSIC 三者效能之比較

5.2.2 MMSE-BPIC 與 BSIC 演算法 vs. 其他演算法

本小節將模擬第三章所介紹過的幾種 CFO 補償演算法，並與第四章所提出之 MMSE-BPIC 及 BSIC 演算法做效能上的比較，系統參數如表 5.1 所示，CFO 值為 $[\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3, \varepsilon_4] = [0.2304, 0.3072, 0.384, 0.4608]$ ，除了 $N = 256$ 之外，我們也會對 $N = 64$ 的情形作比較，並且會模擬 OFDMA uplink 系統在沒有 CFO 時的位元錯誤率，做為 BER 比較的下限 (lower bound)，而 BPIC、MMSE-BPIC 及 BSIC 都選擇做兩次 iteration。下圖 5.1.10 為 $N = 64$ 的模擬結果：

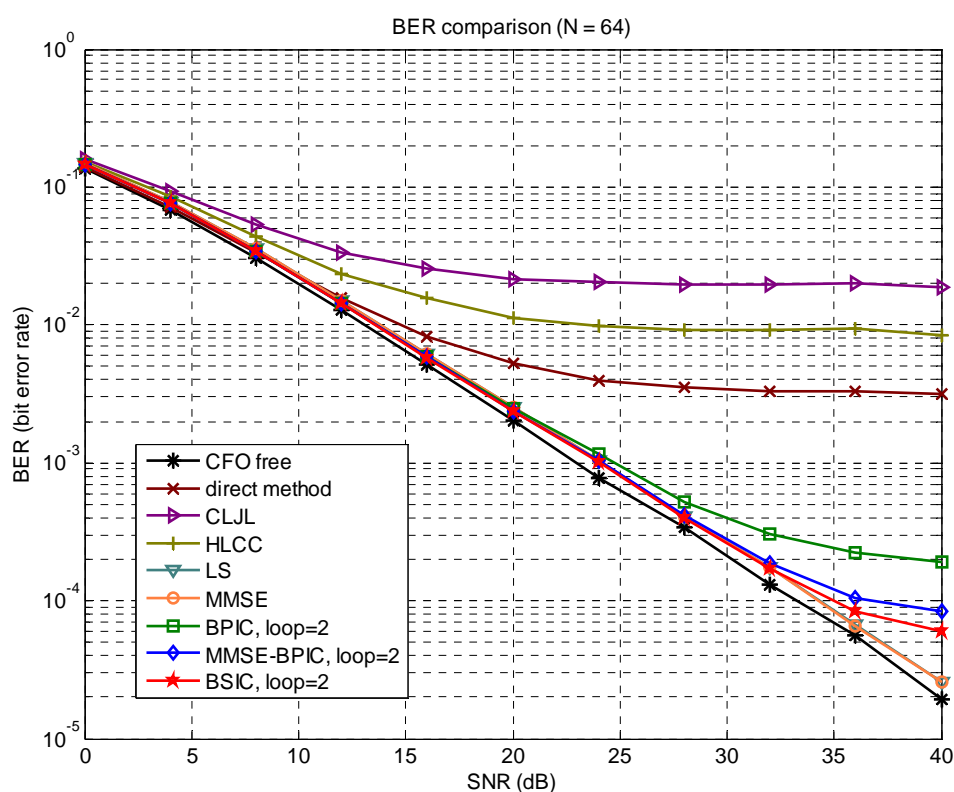


圖 5.2.5 BER 效能比較， $N = 64$

圖 5.1.10 顯示 CLJL、HLCC 及 direct method 的效能較差，其中 CLJL、HLCC 又比 direct method 差，這是因為模擬所採用的 CFO 偏移方向一致，且偏移值較大（最大值为 0.4608，接近 0.5），在這種情況下 CLJL 及 HLCC 的表現會較不理想，

原因在第三章中已詳細解釋，此處不再贅述；LS、MMSE [21]的效能最接近沒有 CFO 的情況，可以視為效能最佳 (optimum) 的 CFO 補償技術，但由於這兩種演算法的運算複雜度過高，在實現上較為困難；我們所提出的 MMSE-BPIC 及 BSIC 演算法在兩次 iteration，SNR 在 32 dB 之前的效能，幾乎與 LS 及 MMSE 相同，這代表複雜度較低的 MMSE-BPIC 及 BSIC 都能夠達到接近 LS、MMSE 的效能表現。下圖 5.1.11 為 $N = 256$ 的模擬結果。

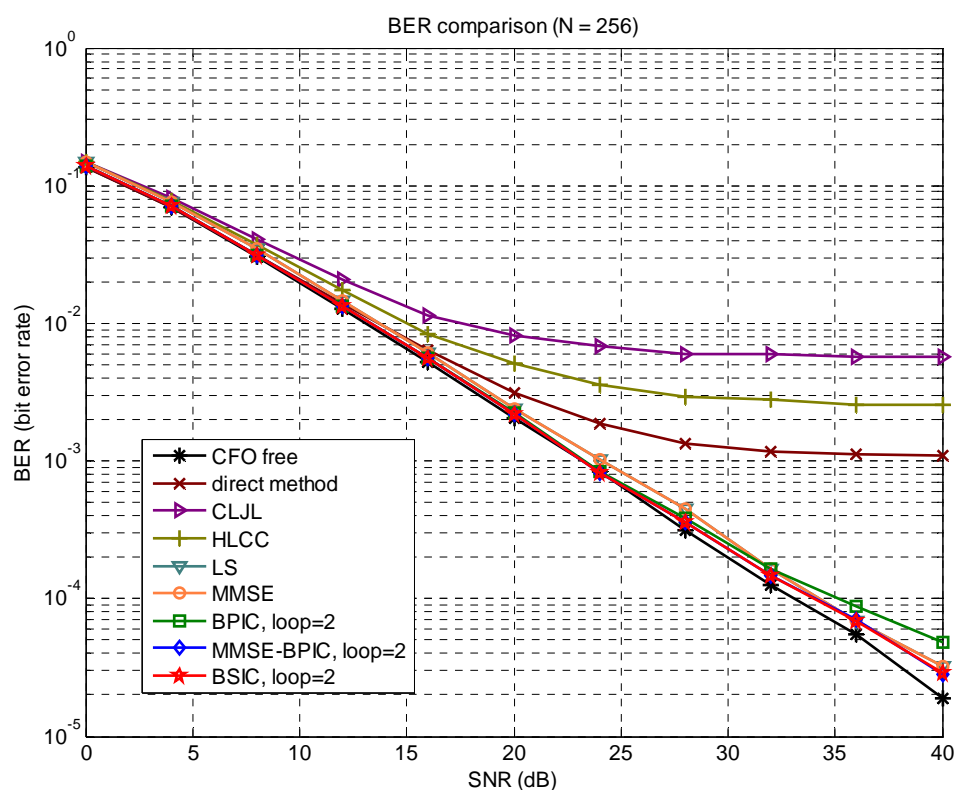


圖 5.2.6 BER 效能比較， $N = 256$

5.3 整合 CFO 估測與補償之效能模擬

4.3 節介紹過整合 CFO 估測、補償演算法，與相位追蹤 (phase tracking) 技術[11]，本小節重點在於模擬整合後之系統效能，以及探討 CFO 補償演算法對於

CFO 估測誤差的容忍度，本節模擬所採用的 CFO 估測方法皆為 Rx windowing 估測法。

5.3.1 CFO 估測與補償模擬

圖 5.1.12~圖 5.1.14 分別為 BPIC、MMSE-BPIC 及 BSIC 演算法在已知 CFO 值時的錯誤率，與使用估測得到之 CFO 值時的錯誤率。系統參數如表 5.1，此處尚未使用保護頻帶，為了方便比較，假設 CFO 值為：

$$[\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3, \varepsilon_4] = [0.2304, 0.3072, 0.384, 0.4608]$$

由此三圖的結果顯示，在未加保護頻帶的情況下，BPIC 與 BSIC 在高 SNR 時，曲線有漸漸平緩的趨勢，其中 BPIC 較為明顯，這代表在雜訊能量很低時，CFO 估計誤差的影響會比較顯著，而 MMSE-BPIC 則對估計誤差較不敏感，這是因為 MMSE-BPIC 有同時對雜訊及 MAI 壓抑的能力。

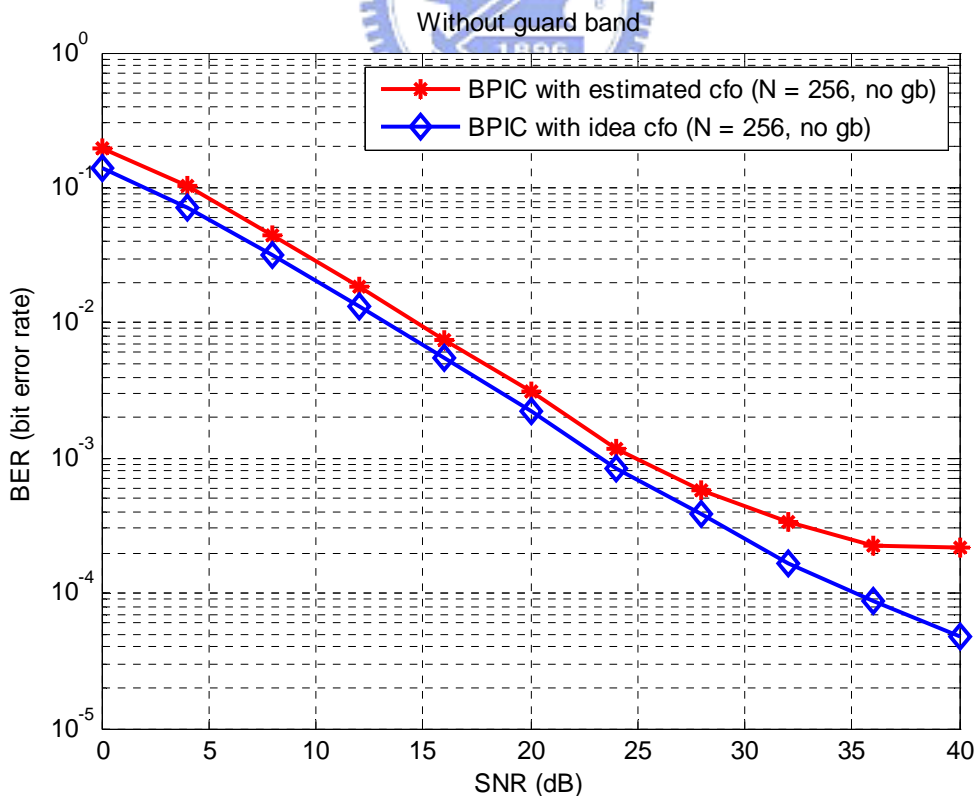


圖 5.3.1 BPIC with estimated CFO vs. idea CFO

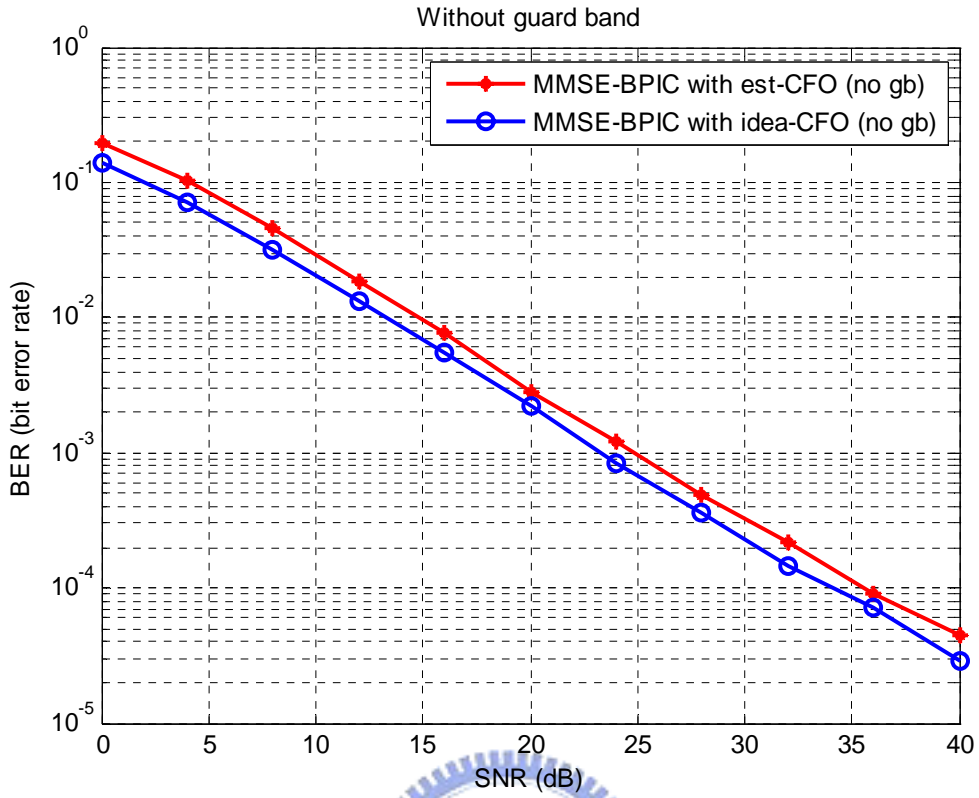


圖 5.3.2 MMSE-BPIC with estimated CFO vs. idea CFO

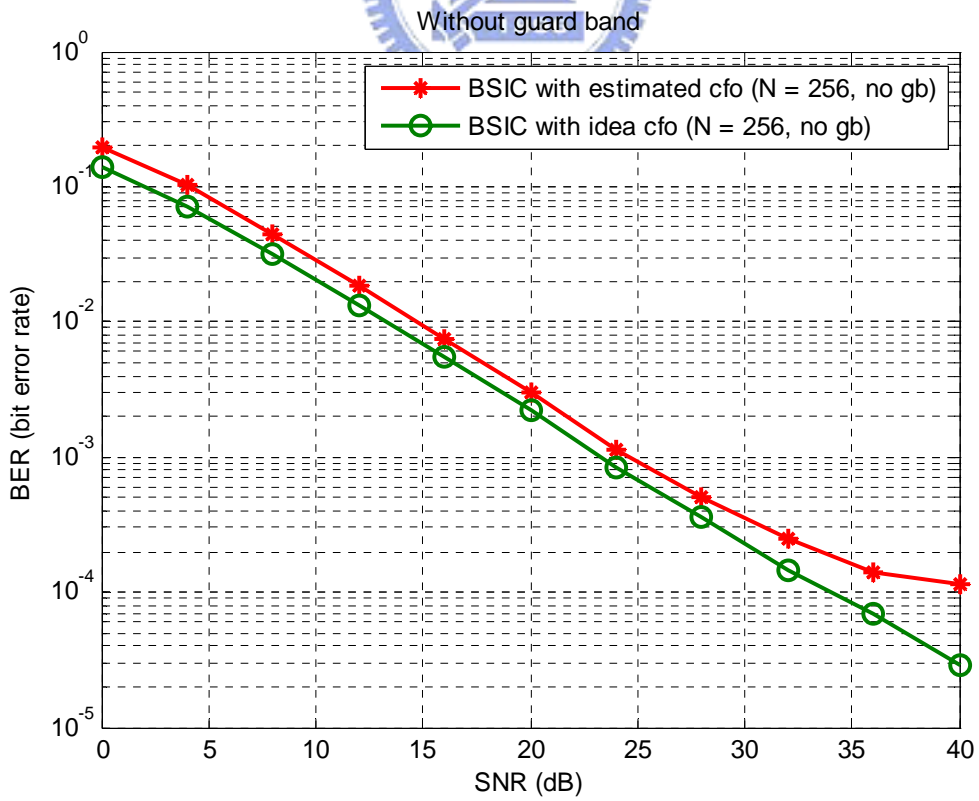


圖 5.3.3 BSIC with estimated CFO vs. idea CFO

5.3.2 使用保護頻帶 (guard band) 改善效能

在 4.1.1 節中我們曾討論過使用保護頻帶，能夠減輕用戶子頻帶交界處受到嚴重 MAI 的影響，進而降低偵測錯誤發生的機率，因此本小節將在用戶子頻帶之間加上保護頻帶，保護頻帶寬度 $N_{gb}=1$ or 2 ，並且重複 5.3.1 節的模擬，觀察保護頻帶對系統效能的影響。圖 5.1.15~圖 5.1.17 分別為 BPIC、MMSE-BPIC 及 BSIC 演算法的模擬結果。

圖 5.1.15~圖 5.1.17 的結果顯示，加上保護頻帶後，確實能夠改善 BER 效能，尤其在高 SNR 處，保護頻帶帶來的影響較容易看出，它可以減輕 CFO 估測誤差對頻率補償演算法造成的影響。

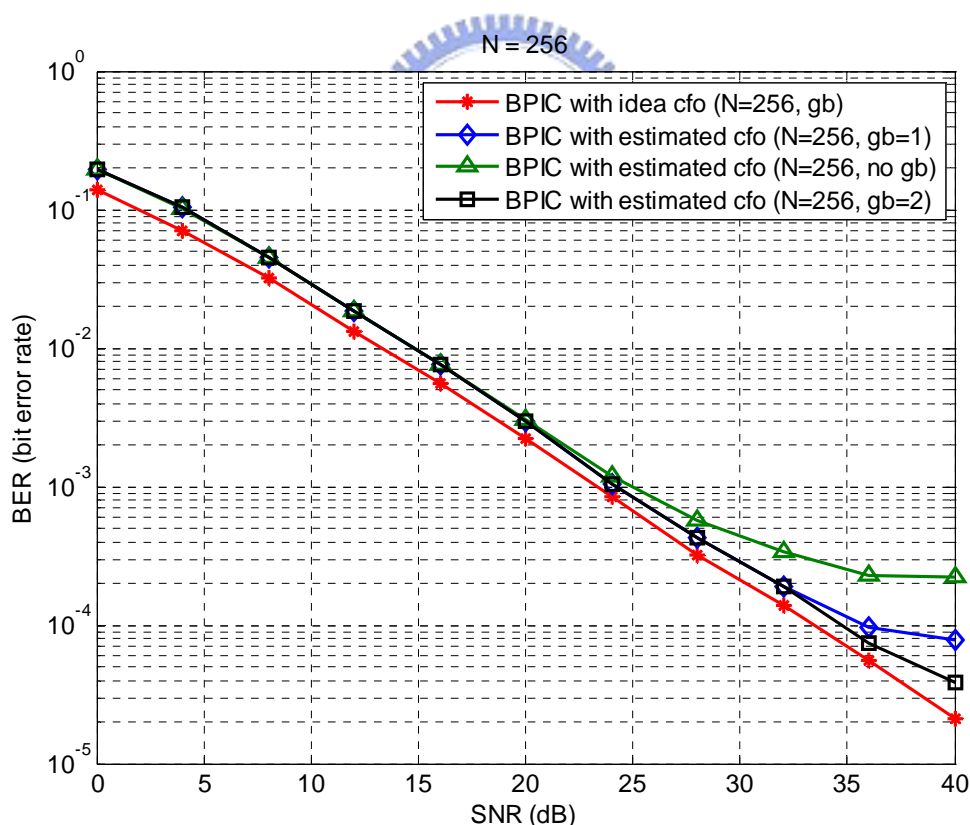


圖 5.3.4 加保護頻帶後 BPIC 之 BER 效能

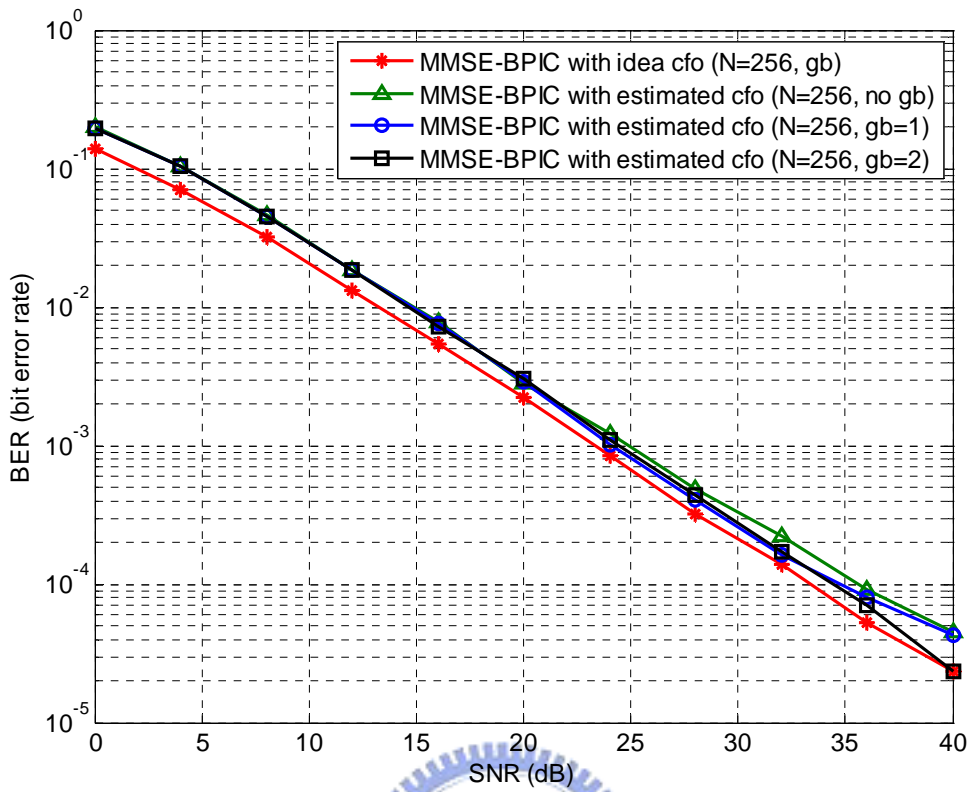


圖 5.3.5 加保護頻帶後 MMSE-BPIC 之 BER 效能

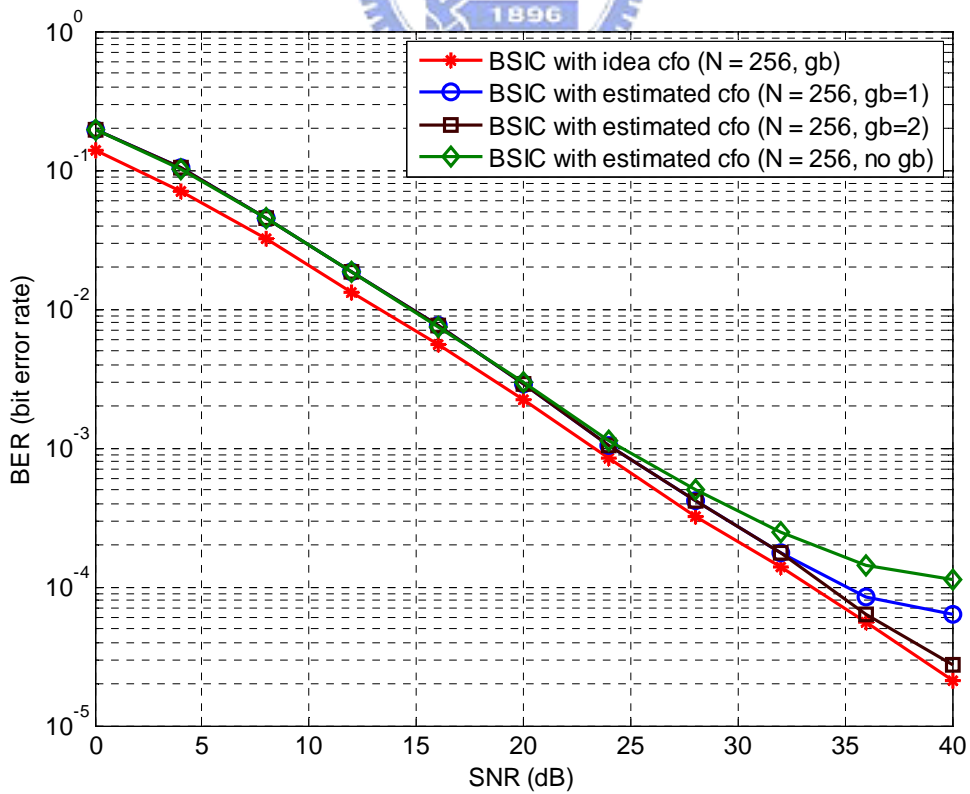


圖 5.3.6 加保護頻帶後 BSIC 之 BER 效能

5.3.3 CFO 補償演算法對估測誤差之敏感度比較

為了觀察 CFO 變動對補償演算法效能會產生什麼影響，我們設計了以下模擬：給定一組隨機 CFO 值如下，

$$\eta \cdot \{random[\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3, \varepsilon_4]\}$$

其中 $0 < |\varepsilon_i| < 0.1$ ，且為 uniform distribution， η 定義為 CFO variance factor，是用來調整這組 CFO variance 大小的 weighting 係數，我們對 η 與 BER 做圖，以比較這些第三章所介紹過的 CFO 補償演算法以及第四章所提出的 MMSE-BPIC、BSIC 演算法效能對於 CFO 大小變動的敏感程度。

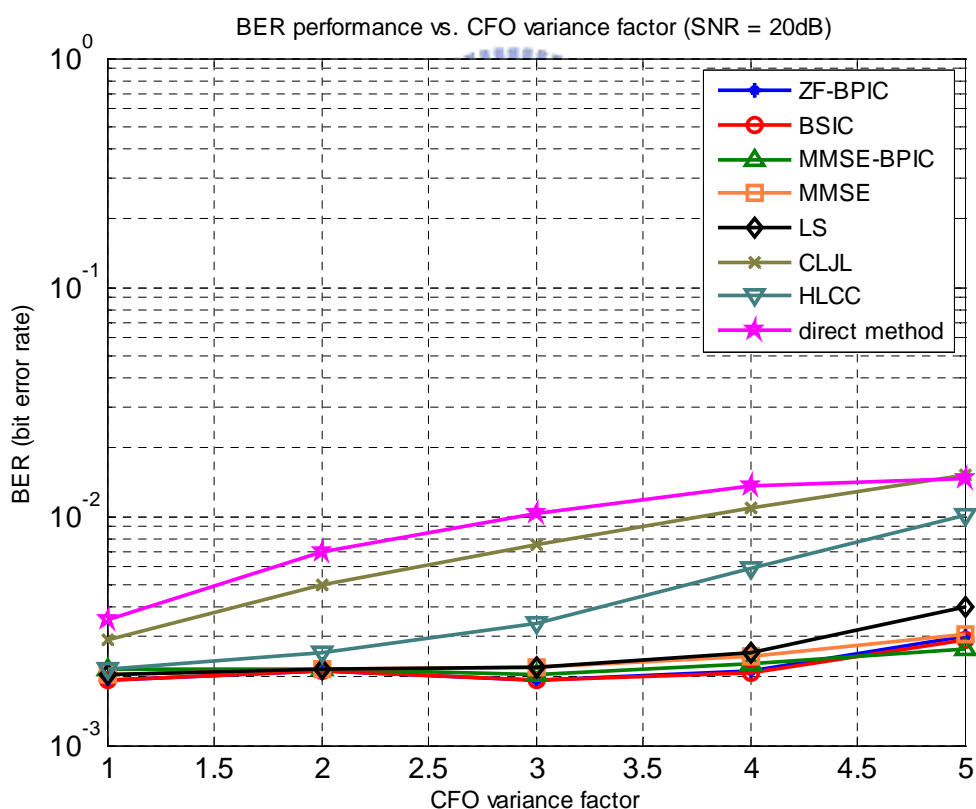


圖 5.3.7 BER vs. CFO variance factor η (SNR=20 dB)

圖 5.1.18 及圖 5.1.19 分別為 SNR 等於 20 及 30 dB 時的模擬結果，從中可看出，BSIC、MMSE-BPIC、BPIC 以及 MMSE [21] 演算法在面對 CFO variance factor

大小的變動時，效能並不會有太顯著的變動，也就是說這些方法對於 CFO 變動之敏感度比其他演算法要來得小，這點也可說明 CFO estimation 的估計誤差並不會對 BSIC 與 MMSE-BPIC 的效能造成太大的影響。

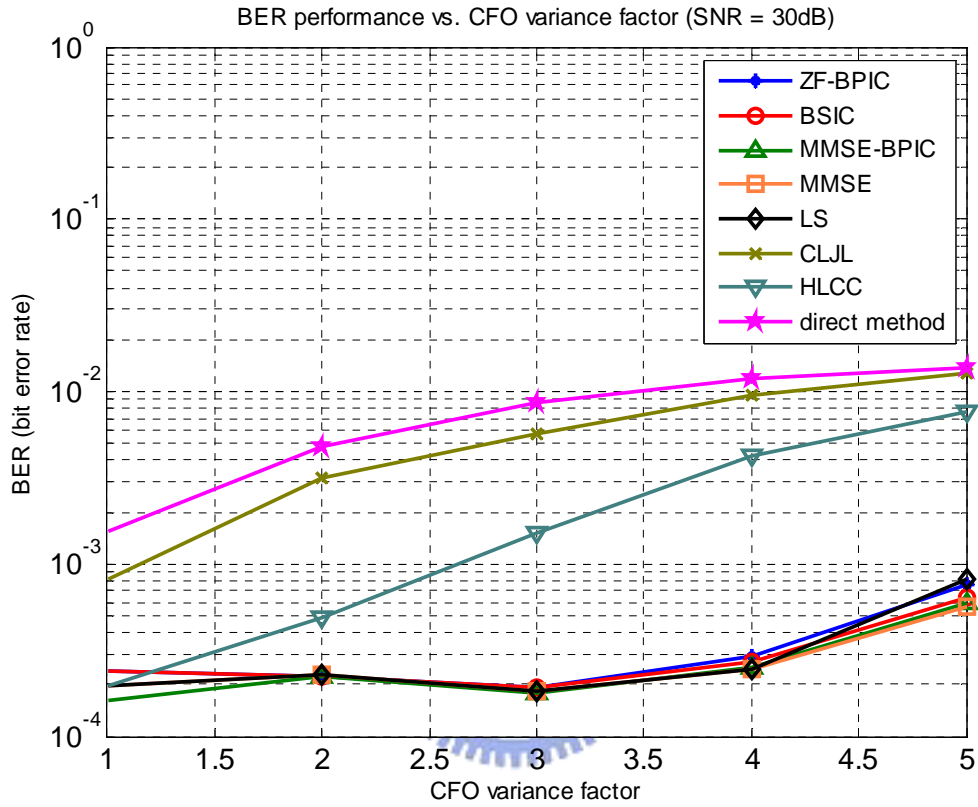


圖 5.3.8 BER vs. CFO variance factor η (SNR=30 dB)

第六章

結論與未來展望

6.1 結論

在本論文中，我們分別提出了兩種適用於 OFDMA uplink 系統的載波頻率偏移估計及頻率偏移補償演算法。在提出之 CFO 估計演算法中，我們利用了 Self-ICI cancellation 及 Received windowing 兩種干擾壓抑技術，來減輕 MAI 對接收端做 CFO 估測時所造成的影響，使得[3]中的 data-aided 頻域估計演算法能夠適用於 OFDMA uplink 系統上，由模擬結果顯示，提出的兩種估計演算法之均方誤差 (MSE) 效能，皆與[3]在單一用戶 OFDM 系統所達到的效能十分接近。

在 CFO 補償演算法部分，由於傳統時域補償方法在 OFDMA 系統上有無可避免的缺點所在，因此我們提出兩種在頻域上且具有 iterative interference cancellation 性質的 MMSE-BPIC 與 BSIC 補償演算法，兩者的效能均會隨著 iteration 次數增加而改善，模擬結果顯示，在 iteration 次數達三次以上，效能即有收斂的現象。與[10]的 block based 頻率補償演算法相較，MMSE-BPIC 與 BSIC 演算法在效能上均有較良好的表現，主要的原因是因為 MMSE-BPIC 與 BSIC 在第一次 iteration 中能夠提供較為準確可靠的符元信號偵測結果；模擬結果也顯示，與其他現有的補償演算法比較，MMSE-BPIC 與 BSIC 對於 CFO 的估計誤差有較佳的容忍程度，因此效能不會受估計誤差而有太大的損失。

相較於 OFDM 系統，OFDMA uplink 系統面臨最大的問題即是多用戶之間的干擾 MAI，本論文的目的就在於如何克服 MAI 的影響，找出適合 OFDMA 系統的 CFO 估計及補償演算法，由模擬結果證實，我們所提出的估測及補償演算法的確能夠適用在 OFDMA uplink 系統環境上。

6.2 未來展望

在現行的無線通訊系統標準中，OFDM 已成為主流技術之一，以 OFDM 為基礎的多用戶存取技術 OFDMA 也已被無線都會網路標準 IEEE 802.16 所採用；本論文已提出了適用於 OFDMA uplink 系統的 CFO 估計及補償方法，但我們是假設在時間完美同步，且通道狀態（channel state information, CSI）已知的情形下所做的模擬，所以包括如何在 OFDMA uplink 系統上做良好的時間同步(timing synchronization)、通道估測（channel estimation）等，仍是相當重要且具有挑戰性的研究課題。



參考文獻

- [1] I. Koffman and V. Roman, "Broadband wireless access solutions based on OFDM access in IEEE 802.16," *IEEE Commun. Mag.*, pp. 96–103, Apr. 2002.
- [2] R. van Nee and R. Prasad, *OFDM for wireless multimedia communications*, Boston/London: Artech House, 1999.
- [3] P. H. Moose, "A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 42, no. 10 pp. 2908-2914, Oct. 1994.
- [4] J. Armstrong, "Analysis of new and existing methods of reducing intercarrier interference due to carrier frequency offset in OFDM," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 47, no. 3, pp. 365–369, Mar. 1999.
- [5] K. Stamatiou and J. G. Proakis, "A performance analysis of coded frequency-hopped OFDMA," *IEEE Commun. WCNC*, 2005.
- [6] Y. Zhao and S.-G. Haggman, "Sensitivity to Doppler shift and carrier frequency errors in OFDM systems-The consequence and solutions," in *IEEE 64th Vehicular Technology Conf.*, Atlanta, GA, Apr. 1996, pp. 1564-1568.
- [7] N. C. Beaulieu and P. Tan, "Receiver windowing for reduction of ICI in OFDM systems with carrier frequency offset," *IEEE Globe*. Vol. 5, pp. 2680-2684, Dec. 2005.
- [8] P. Tan and N. C. Beaulieu, "A novel pulse-shaping for reduced ICI in OFDM systems," *Veh. Technol. Conf.*, pp. 456-459, Sept. 2004.
- [9] S.H Muller-Weinfurter, "Optimum Nyquist windowing in OFDM receivers," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 49, pp. 417-420, Mar 2001.
- [10] C. H. Chen, "Interference cancellation schemes of OFDMA uplink system," Thesis of Master Degree, National Chiao Tung University, 2006.
- [11] J. Terry and J. Heiskala, *OFDM wireless LANs: A theoretical and practical guide*, Indiana: SAMS, 2001
- [12] J. J. van de Beek, M. Sandell, and P. O. Borjesson, "ML estimation of timing and frequency offset in OFDM systems," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 45, pp. 1800–1805, July 1997.
- [13] T. M. Schmidl and D. C. Cox, "Low-overhead low-complexity [Burst] synchronization for OFDM," *IEEE International Conference on Communications*, Vol. 3, pp. 1301-1306, 1996.
- [14] J.J. Van de Beek, P.O. Borjesson, D. Landstram, J.M. Areans, P. Odling, C. Ostberg, M. Wahlqvist, S. K. Wilson, "A time and frequency synchronization

- scheme for OFDMA,” *IEEE J. Select. Area Commun.*, vol. 17 pp.1900-1914, Nov.1999.
- [15] Z. Gao, U. Tureli and Y. D. Yao, “Deterministic multiuser carrierfrequency offset estimation for interleaved OFDMA uplink,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 52, pp. 1585– 1594, Sep. 2004.
- [16] M. Morelli, ”Timing and Frequency Synchronization for the Uplink of an OFDMA System,” *IEEE Trans. Comm.*, vol.52, No.2, pp.296-306, Feb.2004.
- [17] Z. Zhang and H. Kayama, “Robust uplink carrier frequency offset estimation with interference mitigation in OFDMA systems,” *IEEE Wireless Commun. and Networking Conf. WCNC*, Vol. 2, pp 816-821, April 2006.
- [18] P. Zhao, L. Kuang and J. Lu, “Carrier Frequency Offset Estimation Using Extended Kalman Filter in Uplink OFDMA Systems,” *IEEE International Conf.* Vol. 6, pp 2870-2874, June 2006.
- [19] J. Choi, C. Lee, H. W. Jung, and Y. H. Lee, “Carrier frequency offset compensation for uplink of OFDM-FDMA systems,” *IEEE Commun. Lett.*, vol. 4, no. 12, pp. 414–416, December 2000.
- [20] D. Huang and K. B. Letaief, “An interference cancellation scheme for carrier frequency offsets correction in OFDMA systems,” *IEEE Trans. on Commun.*, vol. 53, no. 7, pp. 1155-1165, July 2005.
- [21] Z. Cao, U. Tureli, Yu-Dong Yao and P. Honan, ”Frequency Synchronization for Generalized OFDMA Uplink” *IEEE Commun* 2004 pp.1071-1075.
- [22] R. Fantacci, D. Marabissi, S. papini, “Multiuser Interference Cancellation Receiver for OFDMA Uplink Communications with Carrier Frequency offset,” *IEEE Commun* 2004 pp.2808-2812.
- [23] Sergio Verdu, *Multuser Detection*, Cambridge University Press.
- [24] A. V. Oppenheim, R. W. Schafer and J. R. Buck: *Discrete-Time Signal Processing*. 2nd edition, Prentice Hall International, Inc.
- [25] S. S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, Prentice Hall International, Inc., Englewood Cliffs, NJ. 1987.