

國立交通大學

電信工程研究所

碩士論文

用於多輸入多輸出正交分頻多工系統之

IQ 不平衡與相位雜訊補償技術



IQ Imbalance and Phase Noise Compensation in

MIMO-OFDM Systems

研究生：陳之芳

Student: Chih-Fang Chen

指導教授：李大嵩 博士

Advisor: Dr. Ta-Sung Lee

中華民國 一 百 年 十 一 月

用於多輸入多輸出正交分頻多工系統之 IQ 不平衡與
相位雜訊補償技術

**IQ Imbalance and Phase Noise Compensation in
MIMO-OFDM Systems**

研 究 生：陳之芳

Student: Chih-Fang Chen

指導教授：李大嵩 博士

Advisor: Dr. Ta-Sung Lee



碩士論文

A Thesis

Submitted to Institute of Communication Engineering

College of Electrical and Computer Engineering

National Chiao Tung University

in Partial Fulfillment of the Requirements

for the Degree of

Master of Science

in

Communication Engineering

November 2011

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中 華 民 國 一 百 年 十 一 月

用於多輸入多輸出正交分頻多工系統之 IQ 不平衡與相位雜訊補償技術

學生：陳之芳

指導教授：李大嵩 博士

國立交通大學電信工程研究所碩士班

摘要

在目前行動通訊系統講求更高傳輸速率以及更低消耗功率情形下，多輸入多輸出正交分頻多工系統結合直接降頻接收器逐漸被廣為採用。然而，但在射頻端會產生某些不理想之效應，例如 IQ 不平衡以及相位雜訊，這兩種效應皆會對通訊系統產生不同的影響，使得通訊系統之性能下降。在本論文中，吾人提出在多輸入多輸出正交分頻多工系統下補償 IQ 不平衡以及相位雜訊之方法，吾人利用系統前置碼與領航符元同時估計 IQ 不平衡、相位雜訊以及通道效應，並利用所估計之值與期望值最大化演算法補償 IQ 不平衡與相位雜訊，藉由期望值最大化演算的疊代，對通道響應與相位雜訊更進一步估計，其估計值再回饋至 IQ 不平衡補償器中重新再做補償。吾人藉由模擬結果顯示利用疊代以及回饋之方法可將非理想效應消除。當非理想效應獲得消除，射頻端的電路設計及能大為簡化。

IQ Imbalance and Phase Noise Compensation in MIMO-OFDM Systems

Student: Chih-Fang Chen

Advisor: Dr. Ta-Sung Lee

Institute of Communications Engineering

National Chiao Tung University

Abstract

Multiple-input multiple-output orthogonal frequency-division multiplexing (MIMO-OFDM) systems are often realized with direct-conversion architectures for higher throughput and lower power consumption. However, such systems suffer in radio-frequency (RF) impairments such as in-phase/quadrature-phase (IQ) imbalance (IQI) and phase noise (PN) which significantly degrade the performance of communication systems. In this thesis, we propose an iterative method to compensate IQI and PN in MIMO-OFDM systems. We exploit preamble and pilot symbols to estimate the channel, IQI and PN effects, and utilize the estimated value and expectation-maximization (EM) algorithm for eliminating the impairments. The channel effect and PN can be estimated further with the iterative scheme and then fed back to the compensator to compensate the IQI again. We show by simulations that improvement in performance is possible with the proposed iterative method. When the effects of RF impairments are alleviated, the design of RF and analog circuitry can be greatly simplified.

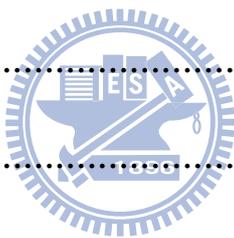
誌 謝

首先要感謝指導教授李大嵩博士，由於老師的耐心教導以及不時的討論與指點方向，才使得論文能順利完成，老師做人處世的原則更成為我的學習典範，再來也要感謝通訊系統設計與信號處理實驗室的學長、學姊、同學與學弟妹，有你們的幫忙與陪伴才使得研究生活多采多姿，最後要感謝最親愛的家人默默的支持以及無怨無悔的付出。

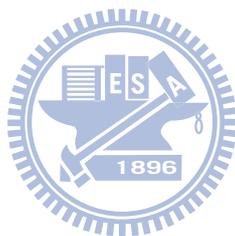


目錄

中文摘要.....	II
英文摘要.....	III
目錄.....	V
圖目錄.....	VII
表目錄.....	IX
略縮語.....	X
符號說明.....	XI
第一章 緒論.....	1
第二章 系統描述.....	5
2.1 正交分頻多工系統.....	5
2.2 多輸入多輸出-正交分頻多工系統.....	9
2.3 信號模型.....	11
2.4 小結.....	12
第三章 問題描述與期望值最大化演算法.....	14
3.1 動機.....	14
3.2 IQ不平衡.....	17
3.3 相位雜訊.....	22
3.4 期望值最大化演算法.....	25
3.5 電腦模擬.....	26
3.6 小結.....	29



第四章 IQ不平衡與相位雜訊之補償.....	30
4.1 系統前置碼與補償架構.....	30
4.2 IQ 不平衡之補償.....	33
4.3 相位雜訊之補償.....	36
4.4 運算複雜度分析.....	38
4.5 電腦模擬.....	38
4.6 小結.....	44
第五章 結論與未來工作	45
參考文獻.....	48



圖目錄

圖 2.1	多載波調變系統傳輸方式.....	6
圖 2.2	SCM 與 MCM 的比較	6
圖 2.3	頻寬效益比較(a)傳統 MCM 傳輸技術(b)OFDM 傳輸技術	7
圖 2.4	OFDM 信號頻譜	8
圖 2.5	OFDM 信號加入 CP	8
圖 2.6	OFDM 收發器的架構	9
圖 2.7	MIMO 傳輸系統	10
圖 2.8	MIMO-OFDM 傳輸系統架構圖	11
圖 2.9	MIMO 傳輸系統通道示意圖	12
圖 3.1	直接降頻接收器架構圖.....	15
圖 3.2	超外插接收器架構圖.....	16
圖 3.3	IQI 示意圖	17
圖 3.4	在接收端有 IQI 影響之 OFDM 頻譜信號	20
圖 3.5	16-QAM 受到 IQI 影響($g = 10\%$, $\phi = 5^\circ$).....	21
圖 3.6	64-QAM 受到 IQI 影響($g = 10\%$, $\phi = 5^\circ$).....	21
圖 3.7	Lorentzian PSD 與 β 之關係	22
圖 3.8	16-QAM 受到 PN 影響之星座圖($\beta = 200\text{Hz}$)	24
圖 3.9	16-QAM 受到 PN 影響之星座圖($\beta = 400\text{Hz}$)	24
圖 3.10	16-QAM 在 IQI 影響下之位元錯誤率(g, ϕ).....	26
圖 3.11	64-QAM 在 IQI 影響下之位元錯誤率(g, ϕ).....	27
圖 3.12	16-QAM 在 PN 影響下之位元錯誤率($\beta = 200\text{Hz}$)	28
圖 3.13	64-QAM 在 PN 影響下之位元錯誤率($\beta = 200\text{Hz}$)	28
圖 4.1	IEEE 802.11a 前置碼架構圖	31
圖 4.2	當 $N_T = 2$ 時前置碼與資料之架構.....	32
圖 4.3	IQI 與 PN 補償架構圖	33
圖 4.4	IQI 補償架構圖	35
圖 4.5	PN 補償架構圖	36
圖 4.6	IQI 利用封包平均後之補償($\{\phi_1, \phi_2\} = \{-3^\circ, 3^\circ\}, \{g_1, g_2\} = \{1.1, 0.9\}$) ..	39
圖 4.7	PN 利用 EM 演算法補償之模擬圖($\beta = 400\text{Hz}$)	40
圖 4.8	CPE 經不同次數疊代之均方差	41
圖 4.9	通道經不同次數疊代之均方差.....	41
圖 4.10	16-QAM 下 MIMO-OFDM 補償 IQI 與 PN 之效能 ($\{\phi_1, \phi_2\} = \{-3^\circ, 3^\circ\}, \{g_1, g_2\} = \{1.05, 0.95\}, \beta = 200\text{Hz}$)	42

圖 4.11	64-QAM 下 MIMO-OFDM 補償 IQI 與 PN 之效能	
	$(\{\phi_1, \phi_2\} = \{-3^\circ, 3^\circ\}, \{g_1, g_2\} = \{1.05, 0.95\}, \beta = 200\text{Hz})$	43
圖 4.12	16-QAM 下 MIMO-OFDM 補償 IQI 與 PN 之效能	
	$(\{\phi_1, \phi_2\} = \{-5^\circ, 5^\circ\}, \{g_1, g_2\} = \{1.1, 0.9\}, \beta = 400\text{Hz})$	43
圖 4.13	64-QAM 下 MIMO-OFDM 補償 IQI 與 PN 之效能	
	$(\{\phi_1, \phi_2\} = \{-5^\circ, 5^\circ\}, \{g_1, g_2\} = \{1.1, 0.9\}, \beta = 400\text{Hz})$	44



表目錄

表 3.1 直接降頻接收機與超外插接收機優缺點比較..... 16



略縮語

OFDM	orthogonal frequency-division multiplexing
ISI	inter-symbol interference
SISO	single-input single-output
MIMO	multiple-input multiple-output
IQI	in-phase/quadrature-phase imbalance
PN	phase noise
LO	local oscillator
CPE	common phase error
ICI	inter-carrier interference
EM	expectation-maximization
SCM	single-carrier modulation
MCM	multi-carrier modulation
RF	radio frequency
ML	Maximum-likelihood
LSE	least-squares estimation
CP	cyclic prefix
ADC	analog-to-digital converter
DSP	digital signal processing
CFO	carrier frequency offset
PAPR	peak-to-average power ratio
AWGN	additive white Gaussian noise
PSD	power spectral density

符號說明

N_T	傳送端天線個數
N_R	接收端天線個數
\mathbf{H}_m	第 m 個符元所經過之 MIMO 通道
\mathbf{y}_m	第 m 個符元所收到之信號
\mathbf{x}_m	第 m 個符元所傳送之信號
\mathbf{n}_m	第 m 個符元所經過之雜訊
k	第 k 子載波
ϕ_i	第 i 根天線所產生之相位不平衡大小
\mathbf{g}_i	第 i 根天線所產生之振幅不平衡大小
\mathbf{K}	MIMO-OFDM 中信號所受之 IQ 不平衡
N_c	子載波個數
\mathcal{G}_m	MIMO-OFDM 中第 m 個符元所受之相位雜訊
$\gamma_{0,m}$	相位雜訊中第 m 個符元之共同相位誤差
ξ_m	相位雜訊中第 m 個符元之載波間訊號干擾
β	Lorentzian PSD 中 3dB 的頻寬
T_s	取樣時間
\mathbf{P}	系統前置碼
f_c	載波頻率
f	系統回饋次數

第一章

緒論

正交分頻多工(orthogonal frequency-division multiplexing, OFDM)系統[1]目前的高速無線傳輸系統中被廣泛地使用，並且利用於許多標準規格中，如WLAN IEEE 802.11 a/g/n、WiMAX IEEE 802.16、digital audio broadcasting (DAB)、digital video broadcasting-terrestrial (DVB-T) 以及long term evolution (LTE)等，而正交分頻多工系統會被廣泛使用的原因是可將頻寬分成許多個正交的子載波(subcarrier)傳輸，使其提昇頻帶的使用效益，此外再將符元尾端信號(cyclic prefix)複製至信號前端，可消除符元間信號干擾(inter-symbol interference, ISI)效應，而多輸入多輸出(multiple-input and multiple-output, MIMO)系統則是利用多根傳送與接收天線提高系統空間自由度，借助這個特點提高通道容量(capacity)與可靠性，利用正交分頻多工系統的優點加入到MIMO系統中，使傳輸同時增加空間的維度以及頻譜效益，提升整體系統效益。

在下一代的通訊傳輸系統中，如LTE，將更需要低成本、低消耗功率與較小晶片面積的設計目標，而在MIMO-OFDM系統中需要更多複雜的類比前端電路，要達到此設計目標便更加困難，因此會採用直接降頻接收機[2]，其主要做法是將接收到的射頻信號直接轉換到基頻，相較於其他接收機更能將整個接收系統整合至同一晶片上。雖然使用直接降頻接收機可以減少成本、降低功率損耗以及縮小整體電路體積，但是卻會產生直流準位偏移、IQ不平衡(in-phase/quadrature-phase imbalance, IQI)[3]及相位雜訊(phase noise, PN)[4]等問

題，吾人在本文主要探討IQI與PN兩個不理想效應，其中IQI的產生，是由於前端電路的實部以及虛部分支的增益不同，以及相位沒有精準地達到九十度，使得信號受到鏡像載波干擾，造成信號失真，而PN則是本地震盪器(local oscillator, LO)所產生的震盪信號會有隨機的相位誤差，這種隨機的相位誤差就像是雜訊一般，因此稱作為PN，PN會對信號產生共同相位偏移(common phase error, CPE)與載波間訊號干擾(inter-carrier interference, ICI)兩種影響，這兩種效應皆會使信號失真，又若此兩種不理想效應同時發生時，將會對信號之真的影響更為巨大。

在目前發展之無線系統中，講求高傳輸速率、高可靠度以及低成本的傳輸系統，因此就必須利用直接降頻接收機作為接收器，並且使用MIMO-OFDM系統傳輸，而為了要更能提高傳輸速率，就會使用較高的調變技術，例如16-QAM或64-QAM，但IQI與PN兩種不理想效應在高調變技術下的影響更為顯著，因此若要在直接降頻接收機架構下利用高調變技術傳輸，就必須對IQI與PN做補償，但若要在類比電路上利用較好之元件增加其精準度以消除此兩種效應的話，一來將增加其製造成本，二來其晶片製造過程並無法掌握，因此每個晶片就算再精準也將會有誤差，而且每個晶片之誤差皆會不同，因此提高製造成本以降低IQI與PN的效應可能其效益較小，而又在目前的電路發展中，數位電路發展比類比電路更快速，數位電路的成本較低而且計算速率也快，因此目前發展也變成利用數位電路補償其不理想之效應，而也利用其數位電路之補償，可以減少類比電路之設計負擔，也是同時降低製造成本。

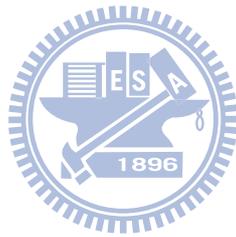
雖然已經有許多論文研究IQI與PN之問題[3-8]，但是許多論文都為IQI與PN個別討論，而此二種問題共同討論之論文則為少數[9-12]，在MIMO-OFDM系統下之補償其不理想問題則更少之又少[13-15]，而其中有的是利用最佳化補償其效應，而有的則是利用傳送時所做的一些編碼來補償，但其實在MIMO-OFDM系統下，IQI與PN影響對系統的影響非常大，因此在補償上會有較多的困難，而且許多論文也沒有加入通道效應的估計，而吾人之想法則是希望能在不改變系統之狀態下，也不降低系統傳送速率的情形下，同時補償IQI與PN，也同時能估計通道

效應，而吾人在研究這些問題時，參考了[16]中所提出的前置碼(preamble)之設計，而其中又提到可利用其領航符元之設計估計IQI效應且同時估計通道效應而將IQI做補償，而這種方法比許多利用時域頻域將IQI補償的方法好，再利用領航符元(pilot symbols)估計PN中之ICI的效應，而又參考了[17]此方法將PN利用期望值最大化演算法(Expectation-Maximization, EM)[18,19]疊代同時估計PN與通道效應，而由於利用領航符元所估計的值可能不是如此地精準，因此利用EM法疊代估計可降低其誤差值，而又由於在領航符元中的估計值可能不是那麼地精準，在IQI補償的部分可能也就無法完美的補償，因此又將EM演算法所重新估計的值再回饋給IQI補償器，將IQI重新補償後，再利用EM將PN做補償，由於EM演算法需要利用疊代做運算，又必須回饋給IQI補償器做重新的補償，將其IQI與PN再重新補償一次，最後再利用領航符元所估計之ICI將其效應消除。若補償系統利用多次回饋會造成系統之負擔過大，而且EM演算法所得到的估計值也會慢慢的收斂，因此吾人將回饋之次數只設定為一次，而因為每個系統中IQI是固定的，但PN卻會隨著時間變動而飄移，因此吾人將每個封包(packet)所估計之IQI的效應去平均，而其模擬也證明其方法是可以降低錯誤率的。

在本論文主要討論在下行接收應用中提出補償方法，如基地台對手機傳輸，因為基地台的成本可以較大，而手機用戶則講求面積小成本低，因此符合我們以上所提到會遭遇之狀況，因此接收到的信號不會受到傳送端電路的影響，只考慮接收端的前端電路不理想特性的影響，而由於所參考之前置碼為IEEE 802.11a下之設計，因此設此為傳輸系統並延伸至MIMO系統，則領航符元也與其系統的放位置相同，而為了低成本起見，我們考慮其MIMO-OFDM的前端電路皆使用同一個LO，因此MIMO-OFDM系統的每個天線都會遭遇相同的IQI與PN，而每個封包所遭遇的通道與PN皆為相同。在本篇論文的模擬中，證明了所提出之結合IQI與PN兩種補償的方法確實可以降低其錯誤率，並且也證明吾人所提出利用回饋的方法更可以降低錯誤率。

本論文的結構共分成五章，在第二章中介紹OFDM系統、MIMO系統與其兩

種系統之結合MIMO-OFDM系統。第三章說明系統中所遇到的問題，也就是IQI與PN是如何產生，而產生又會發生之問題與影響，以及本篇論文所採用來補償PN效應的EM演算法。第四章介紹在MIMO-OFDM系統中，所提出的利用EM演算法進行疊代，並且回饋給IQI補償器，藉以同時補償IQI與相位雜訊的效應。最後於第五章總結本論文與未來工作。



第二章

系統描述

OFDM 為目前最被廣為運用的傳輸技術，原因是能抵抗多重路徑衰退 (multi-path fading)、高頻譜利用率、低計算複雜度以及消除符元間干擾(ISI)而使其可高速率的傳輸，正交分頻多工系統再結合 MIMO 的收發器可以利用空間域來增加多樣增益，進而增加傳輸效率，目前已採用 OFDM 系統的標準包括 WLAN IEEE 802.11 a/g/n、WiMAX IEEE 802.16、digital audio broadcasting (DAB)、digital video broadcasting-terrestrial (DVB-T)以及 long term evolution (LTE)。本章將介紹 MIMO-OFDM 系統的基本概念以及本論文所使用的信號模型。

2.1 正交分頻多工系統

以前傳統的傳輸技術是利用單載波調變系統傳輸(single-carrier modulation, SCM)，是將一連串的资料調變到一個載波上連續傳輸，也就是每一個使用者於任一時間僅使用單一個載波傳輸或接收，因此當傳輸速率愈高，所需要的頻寬就愈大，其傳輸的符元長度(symbol time)也就愈短。但當單載波調變系統在高速傳輸下，信號經多重路徑延遲的通道時，因符元長度較短，所以在此時間點所傳輸的信號就會受到其他時間點因通道延遲的信號所影響，因此產生 ISI，若改為頻譜上看，信號就容易受到頻率選擇性衰減(frequency-selective fading)通道的影

響。

而後來所提出的調變方式為多載波調變系統(multi-carrier modulation, MCM)[1]，也就是 OFDM 的前身，其傳輸方式就是將高速數據串列分成 N 個低速的數據串列，使每一使用者於任一時間可同時使用數個載波傳輸和接收信號，如圖 2.1 所示。因此 MCM 即表示將整個信號傳輸頻寬分配在 N 個子載波上，這樣每個子載波上所經過的通道就能近似成平緩衰減(flat fading)通道，圖 2.2 為 SCM 與 MCM 的比較。

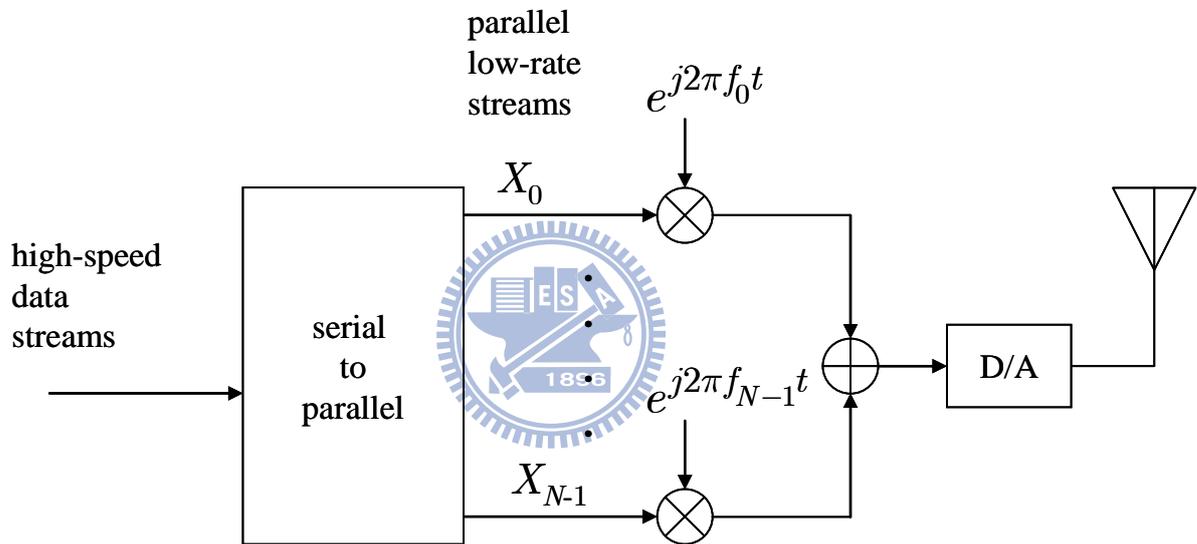


圖 2.1 多載波調變系統傳輸方式

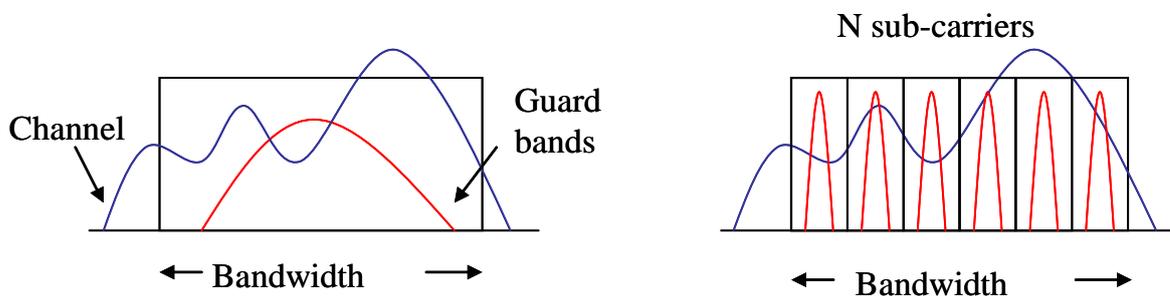


圖 2.2 SCM 與 MCM 的比較

在 MCM 的傳輸系統中，每個子載波所傳輸的頻段是分開不重疊的，因此每個子載波間都必須要有保護區間(guard band)，以防止不同頻段的子載波受到干

擾，但是這種傳輸方式卻會浪費頻寬，因此為了提高頻寬的使用效益，將每個子載波與其他子載波重疊並滿足正交性，而此正交性則是在時間[0,T]區間內滿足下列式子：

$$\int_0^T w_n(t) \cdot w_k(t) dt = \begin{cases} 1, & n = k \\ 0, & n \neq k \end{cases} \quad (2.1)$$

而滿足此正交特性的傳輸模式就為目前所被廣泛使用的 OFDM，可由圖 2.3 看出 OFDM 比傳統 MCM 的頻寬效益好上許多。

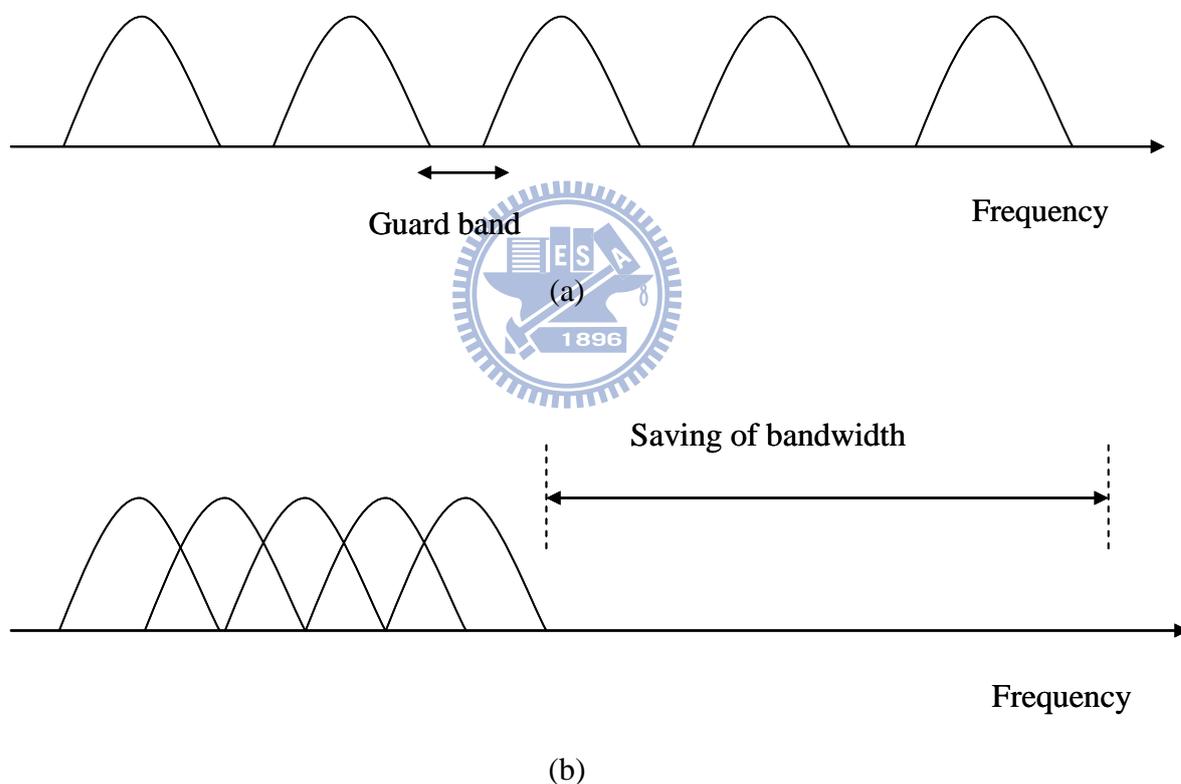


圖 2.3 頻寬效益比較(a)傳統 MCM 傳輸技術(b)OFDM 傳輸技術

而 OFDM 的傳輸方式是利用離散傅立葉轉換(discrete Fourier transform, DFT)來達成正交性，也就是利用 DFT 使每個子通道轉換成 $\text{sinc}(x)$ 的波形，如圖 2.4 所示，在圖中可以了解到每一個載波的最大峰值都是其他載波的零點，因此不會受到其他載波所影響。此外在時間的觀點上來看，傳輸信號時為了避免 ISI 的效

應，通常會加入保護區間(guard interval)，而此保護區間必須比通道響應的最大延遲還長一些，而在 OFDM 的概念中，若保護區間中沒有加入任何信號，OFDM 將會失去載波間的正交特性，因此產生載波間相互干擾(inter-carrier interference, ICI)。但若將信號的後面一部分複製到保護區間，將使得子載波間可維持正交特性，也可消除 ISI 以及 ICI 的效應，此種方法為複製符元尾端信號(cyclic prefix, CP)，如圖 2.5 所示，而 OFDM 整體的傳輸架構圖如 2.6 所示。

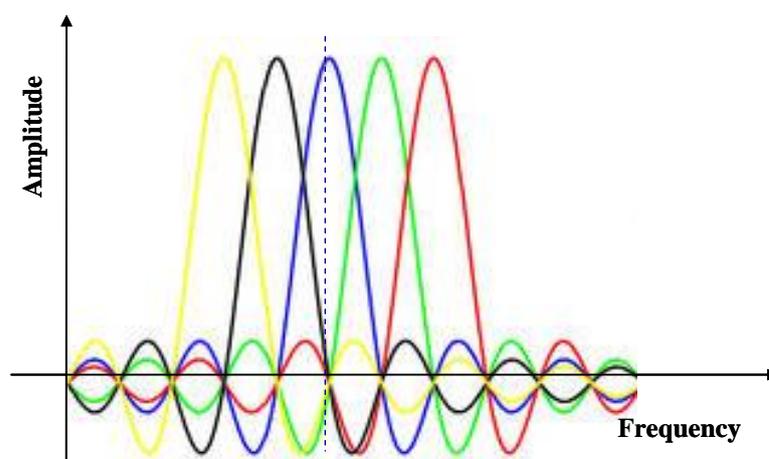


圖 2.4 OFDM 信號頻譜

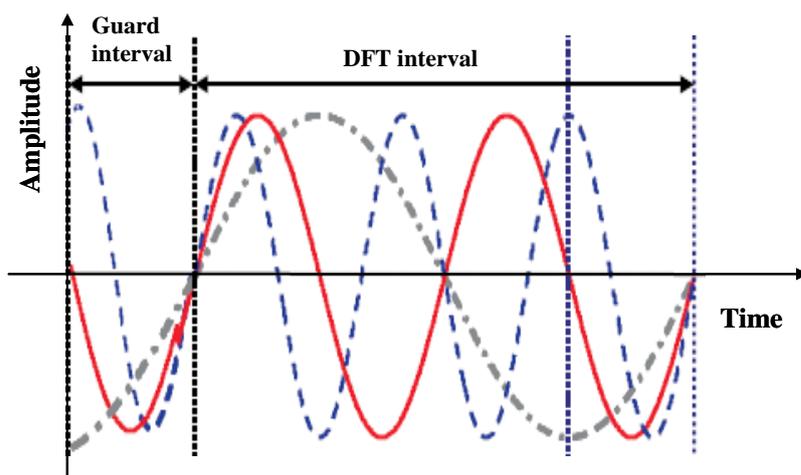


圖 2.5 OFDM 信號加入 CP

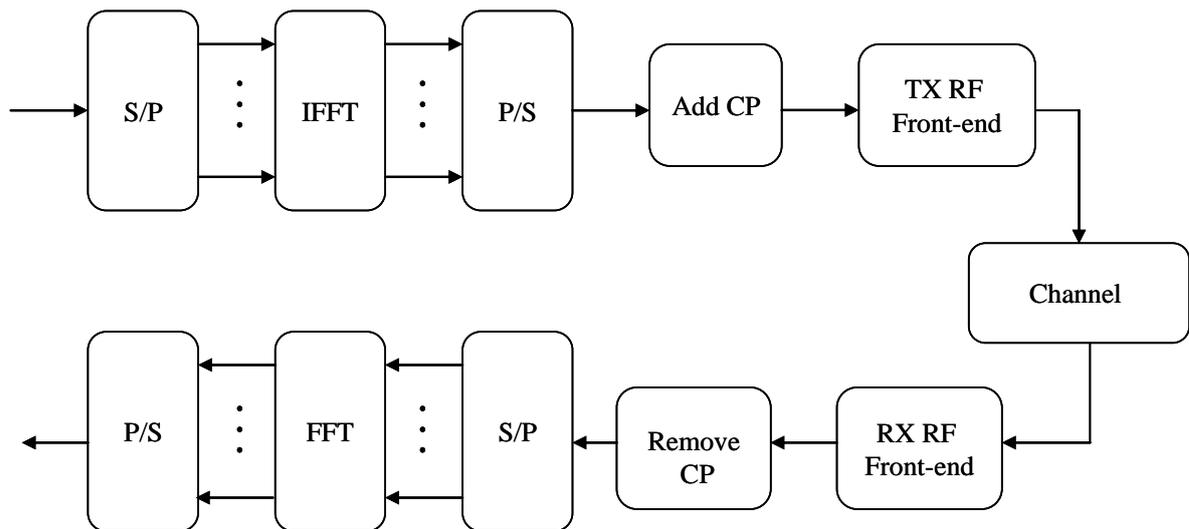


圖 2.6 OFDM 收發器的架構

OFDM 傳輸系統有許多的優點，像是頻譜使用效益高，可以消除 ISI 效應，也可以抵抗多路徑干擾以及頻率選擇性衰減通道的影響，其中利用 DFT 的演算法，將 OFDM 用傅立葉轉換(fast Fourier transform, FFT)以及反傅立葉轉換(inverse fast Fourier transform, IFFT)來調變，使得 DSP 更易於實現，但是 OFDM 卻仍然有缺點存在，像是載波頻率飄移(carrier frequency offset, CFO)、有較高的均峰值比(peak-to-average power ratio, PAPR)、IQI 以及相位雜訊等等。

2.2 多輸入多輸出-正交分頻多工系統

無線通訊系統在頻寬有限並且追求高速率傳輸的情形下發展了多輸入多輸出(MIMO)系統，MIMO 系統就是利用多根天線同時進行信號傳送與接收，而 MIMO 的技術，是將資料經過切割之後，經由多重天線進行同步傳送，無線信號在傳送的過程中，信號會走不同的反射或穿透路徑(多重路徑)，因此到達接收端的時間會不一致。為了避免資料不一致而無法重新組合，因此接收端會同時具備多根天線來接收，然後利用 DSP(digital signal processing)重新計算的方式，根據

時間差的因素，將分開的資料重新作組合，然後傳送正確且快速的資料流。由於傳送的資料經過分割傳送，不僅單一資料流量降低，可拉高傳送距離，又增加天線接收範圍，因此 MIMO 技術不僅可以增加既有無線網路頻譜的資料傳輸速度，而且又不用額外佔用頻譜範圍，更重要的是，還能增加信號接收距離，也意味著 MIMO 可以增加無線網路基地台的涵蓋範圍，其系統架構如圖 2.7 所示。而 MIMO 系統可配合空間多工(spatial multiplexing)、空間多樣(spatial diversity)、波束成形(beamforming)以及預編碼(precoding)的相互運用，來對抗嚴峻的通道環境來提升傳輸品質。

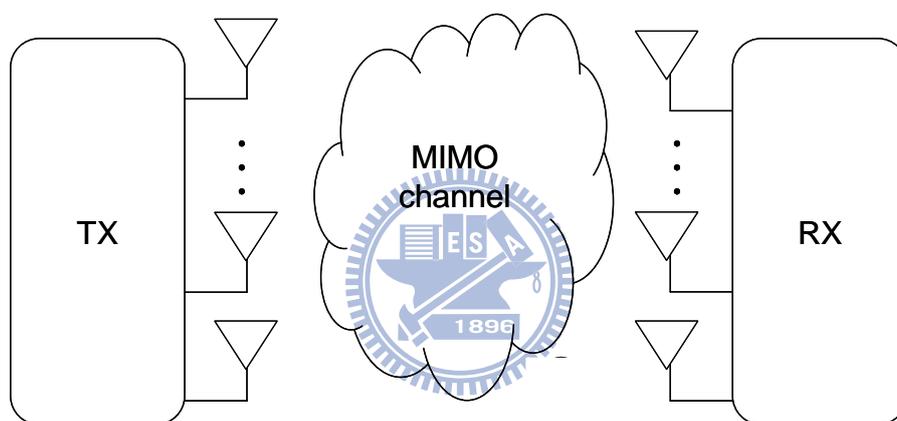


圖 2.7 MIMO 傳輸系統

MIMO 系統可以說是利用多徑分量來傳輸，也就是可以抵抗多徑衰落，但是此系統在頻率選擇性衰減(frequency-selective fading)通道下無法展現其優勢，因此發展成 MIMO 系統結合 OFDM 系統傳輸來抵抗頻率選擇性衰減通道，而 MIMO-OFDM [2]這種傳輸方式同時利用了時間、空間以及頻率三種多樣技術，來對抗干擾、雜訊以及多路徑的問題，同時為了提高傳輸速率，OFDM 傳輸就必須增加子載波量，此方式不僅增加了系統複雜度，也增加了系統頻寬，而此種方式就不適合在目前頻寬有限的情況，但 MIMO 技術可在不增加頻寬的條件下，增加通道容量以及頻譜利用率，因此 MIMO-OFDM 為目前最炙手可熱的傳輸技

術而 MIMO-OFDM 的傳輸架構如圖 2.8 所示。

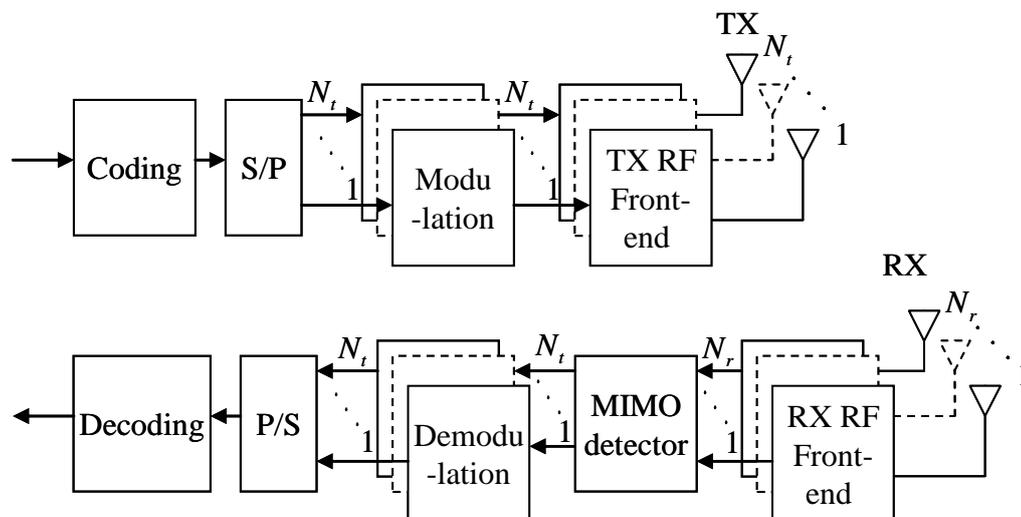


圖 2.8 MIMO-OFDM 傳輸系統架構圖

2.3 信號模型



本論文中將所傳送的信號模型假設成發射端有 N_T 個天線，而接收端有 N_R 個天線，如圖 2.9 所示，在這裡假設天線間並無干擾的問題，且 CP 的長度大於通道長度，因此不會有 ISI 的產生，而通道效應則是考慮 Rayleigh fading 以及加性白高斯雜訊(additive white Gaussian noise, AWGN)，而通道則可寫成下列式子

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & \cdots & h_{1,N_T} \\ h_{2,1} & h_{2,2} & \cdots & h_{2,N_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_R,1} & h_{N_R,2} & \cdots & h_{N_R,N_T} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

其中每一項皆為互相獨立的隨機變數，其分布為平均值0、變異數1之複數高斯隨機變數(complex Gaussian random variable)，則MIMO的信號模型可表示為

$$\mathbf{y}_m = \mathbf{H}_m \mathbf{x}_m + \mathbf{n}_m \quad (2.3)$$

其中 $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^{N_R}$, $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_R \times N_T}$, $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{N_T}$, $\mathbf{n} \in \mathbb{C}^{N_R}$, 其 m 為 OFDM 的不同符元 (symbol), 而 $\mathbf{y} = [y_1 \ y_2 \ \dots \ y_{N_R}]^T$ 為所接收到的信號向量, 而 $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_{N_T}]^T$ 為傳送信號向量, $\mathbf{n} = [n_1 \ n_2 \ \dots \ n_{N_R}]^T$ 為 AWGN 向量。

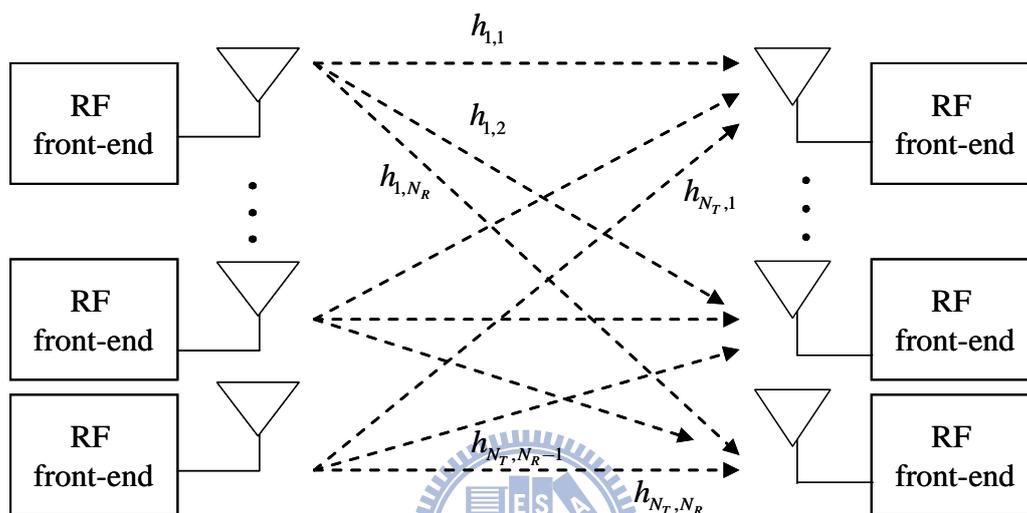


圖 2.9 MIMO 傳輸系統通道示意圖

當 MIMO 系統結合 OFDM 系統後, 在 OFDM 系統的幫助下, 即使遭遇的通道效應為多重路徑延遲(multi-path)通道, 如果把不同天線所傳送的子載波分開來看, 每一個子載波所通過的通道都可視為平緩衰減通道, 而可將第 k 個子載波所接收到的信號寫成下列式子

$$\mathbf{y}_m(k) = \mathbf{H}_m(k)\mathbf{x}_m(k) + \mathbf{n}_m(k) \quad (2.4)$$

其中 $k = 0, \dots, N - 1$, 而 N 為 OFDM 所含有的子載波長度。

2.4 小結

在本章中介紹了 MIMO-OFDM 系統是如何傳送與接收, 並介紹其優點與缺點, 而 MIMO-OFDM 系統可看成是 OFDM 的每個子載波都利用 MIMO 的形式

傳送接收，而其中就是利用 MIMO 的優勢，使用空間維度來提升系統的效能，還有利用 OFDM 可以使每個子載波的通道效應皆為平緩衰減通道，因此 MIMO 結合 OFDM 系統的效益遠遠大於各自使用，但是在使用 MIMO-OFDM 系統時候，卻也會 OFDM 系統的缺點所影響，其中在射頻 (radio frequency, RF)端就會造成 IQI 以及 PN 的影響，使得系統的表現會大幅下降，而此兩種效應會在下一章再為說明。



第三章

問題描述與期望值最大化演算法

OFDM 系統雖然有許多優點，例如可以有效對抗率選擇性衰減通道、消除 ISI 效應、簡化等化器設計、有效使用系統頻寬等等，但是在 RF 端卻會產生許多問題，例如需要更精準的同步、CFO 的產生、有較高的 PAPR、PN 以及 IQI 等等，而在此論文中，考慮在 MIMO-OFDM 系統中有 PN 以及 IQI 的問題，並利用 EM 演算法來改進此兩種效應對系統的影響，本章將介紹 PN 與 IQI 的原因以及對系統的影響，以及介紹本論文所用來改進的 EM 演算法。

3.1 動機

由於 MIMO-OFDM 中的許多優點，因此很多目前所發展的通訊系統中都選擇 MIMO-OFDM 系統，但是使用 MIMO 系統就意味著收發機會比過去單輸入單輸出(single-input single-output, SISO)系統更為複雜，因此收發機部份的花費就會更大，而收發機的部份則是指將傳送的信號升頻(up-conversion)發送出去，而在接收端的部份將所收到的信號降頻(down-conversion)還原回來，在傳送端的部份因都是將信號直接升頻，因此設計皆一樣，但在接收端的部份則會有不同的降頻方式，而目前接收機包含有直接降接收機、中頻降頻接收機以及超外插接收機等等[1] [2] [3]，在本論文中則介紹廣為使用的直接降頻接收機以及超外插接收機。

直接降頻接收的架構如下圖 3.1 所示，首先將欲收到的信號以外的頻帶由帶通濾波器(band-pass filter, BPF)濾去，經過低噪音放大器(low-noise amplifier, LNA)將信雜比放大，再經過一個本地震盪器(local oscillator, LO)將信號還原成基頻，最後在經過低通濾波器(low-pass filter, LPF)與類比數位轉換器(analog-to-digital converter, ADC)將信號旁的雜訊濾除以及將類比信號轉換為數位信號，而後再做 DSP 的信號處理。

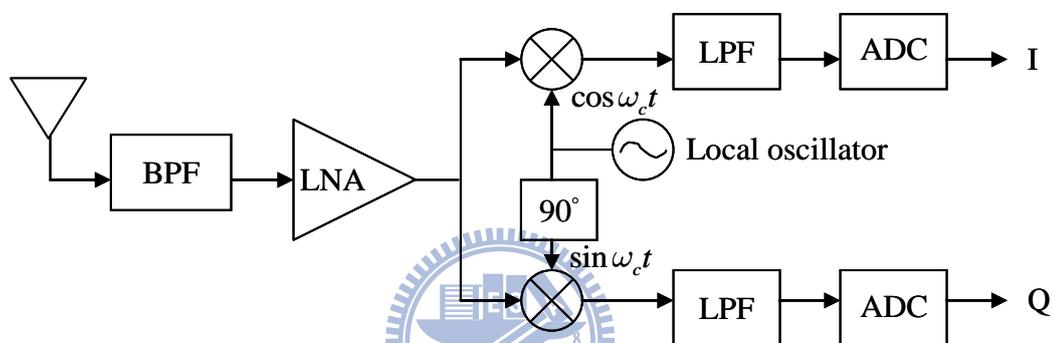


圖 3.1 直接降頻接收器架構圖

直接降頻接收的架構如圖 3.2 所示，首先將欲收到的信號以外的頻帶由 BPF 濾去，經過 LNA 將信雜比放大後會通過鏡像拒斥濾波器(image-rejection filter)將鏡像頻率濾除，利用一個 LO 將信號轉換至中頻後通過一通道選擇濾波器(channel-rejection filter)將欲收到的信號以外的頻帶濾去，而後再經過一 LO 將信號還原成基頻，最後在經過 LPF 與 ADC 將信號旁的雜訊濾除以及將類比信號轉換為數位信號，而後再做 DSP 的信號處理。

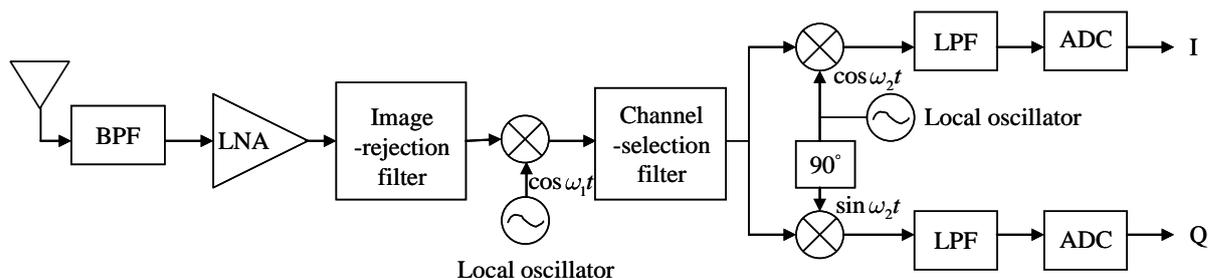


圖 3.2 超外插接收器架構圖

從兩個不同的架構圖可以看出超外插接收機比直接降頻接收機多使用了鏡像拒斥濾波器、LO 以及通道選擇濾波器，雖然超外插接收機抗雜訊干擾與鏡像干擾能力較好，使得接收性能較直接降頻接收機好，但是如此多的元件卻不易整合在單一的晶片上。而直接降頻接收機與超外插接收機相比，因為直接將信號還原至基頻，可以省下其他多餘元件的費用，而也因為元件較少，因此可容易整合至一晶片上，但也因為直接將信號還原至基頻，因此會有直流準位偏移(DC offset)與閃爍雜訊(flicker noise)等問題[5]，且 IQI 以及 PN 問題也會相對嚴重，而兩種機接收的優缺點如表 3.1 所示。

表 3.1 直接降頻接收機與超外插接收機優缺點比較

接收機架構	優點	缺點
直接降頻接收機	<ul style="list-style-type: none"> ■ 低成本 ■ 晶片面積較小 ■ 無鏡像問題 	<ul style="list-style-type: none"> ■ 直流準位偏移 ■ 閃爍雜訊 ■ IQI與PN問題較嚴重
超外插接收機	<ul style="list-style-type: none"> ■ 較好的接收性能 ■ 無直流準位偏移 ■ 無閃爍雜訊 	<ul style="list-style-type: none"> ■ 成本較高 ■ 需要較多功率

但在目前的無線通訊發展中，都希望系統能發揮輕、薄及省電的功能，而選擇直接降頻接收機可以使系統減少耗費功率、降低製造成本以及縮小晶片面積，所以選擇直接降頻接收機的同時，必須想辦法將其缺點利用一些運算方法來補

償，而在本論文所要補償的問題為 IQI 與 PN，並運用 EM 演算法來做運算。

3.2 IQ 不平衡

所謂的 IQI，就是當信號轉換為基頻時，需要分別乘上經由 LO 所產生出來的餘弦(cosine)項與正弦(sine)項，而兩項正好互為 90 度，而分別乘上這兩項後會產生兩個路徑，分別為 quadrature-path 與 in-phase，也就是進行 IQ-demodulation，而 IQI 也就是當所乘上的正弦與餘弦項不互為 90 度的時候，會使 in-phase 路徑與 quadrature-path 路徑的相位與震幅不相同，因此稱 IQI，而將震幅不平衡以 g 表示，相位不平衡則以 ϕ 表示，如圖 3.3 所示，而在本論文中，因只考慮到接收端的不理想狀況，因此只接到 IQI 在接收端所發生的狀況。

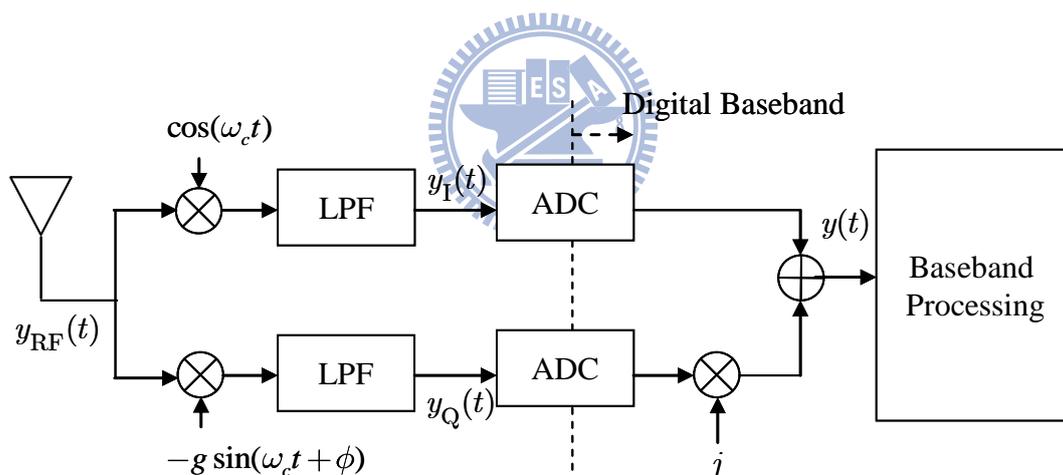


圖 3.3 IQI 示意圖

首先說明 IQI 在 SISO-OFDM 中會產生什麼影響，原本在 quadrature-path 與 in-phase 路徑中應該乘上互為 90 度的 $-\sin(\omega_c t)$ 與 $\cos(\omega_c t)$ ，其中 $\omega_c = 2\pi f_c$ ， f_c 為載波頻率，假設震幅不平衡與相位不平衡以 g 和 ϕ 表示，那所收到的信號就可以下列式子表示：

$$\begin{aligned}
y(t) &= y_I(t) + jy_Q(t) \\
&= \text{LPF}\{\cos(\omega_c t)y_{\text{RF}}(t)\} + j\text{LPF}\{-g \sin(\omega_c t + \phi)y_{\text{RF}}(t)\} \\
&= \Re\{y(t)\} + j\Im\{ge^{-j\phi}y(t)\} \\
&= K_1 y(t) + K_2 y^*(t)
\end{aligned} \tag{3.1}$$

其中 $\Re\{\}$ 與 $\Im\{\}$ 分別表示為實數部分與虛數部分， $K_1 = (1 + ge^{-j\phi}) / 2$ 以及 $K_2 = (1 - ge^{j\phi}) / 2$ ， K_1 與 K_2 即為 IQI 對 SISO-OFDM 的影響，而若沒有 IQI 發生時，則表示 $g = 1$ 和 $\phi = 0$ ，其中會發現 $K_1 = 1$ 和 $K_2 = 0$ ，意即所收到的信號為完美信號。而在 MIMO-OFDM 的情況，因 MIMO-OFDM 的情況下假設有完美的同步，因此信號間不會互相干擾，則可以將信號由 SISO-OFDM 延伸至 MIMO-OFDM，而在 $N_r \times N_t$ 的 MIMO-OFDM 架構下，最後所收到的信號 $\hat{\mathbf{y}}(t)$ 受到 IQI 的影響可表示為下列式子：

$$\hat{\mathbf{y}}(t) = \mathbf{K}_1 \mathbf{y}(t) + \mathbf{K}_2 \mathbf{y}^*(t) \tag{3.2}$$

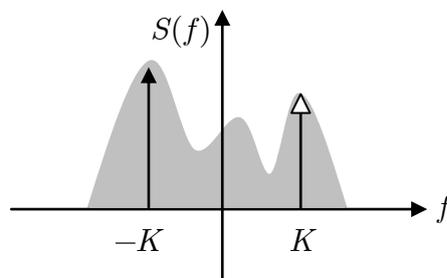
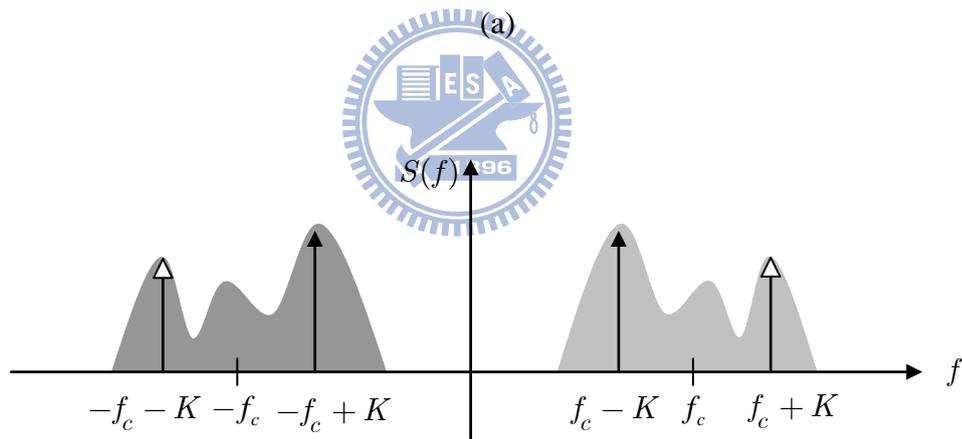
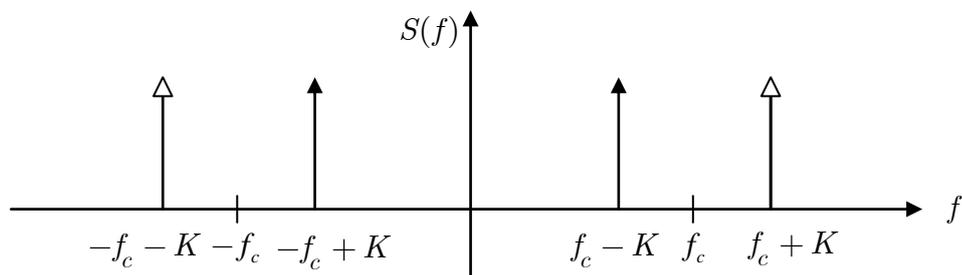
其中 $\mathbf{K}_1 = (\mathbf{I} + e^{-j\phi} \mathbf{g})$ 、 $\mathbf{K}_2 = \mathbf{I} - \mathbf{K}_1^* = (\mathbf{I} - \mathbf{g}e^{j\phi}) / 2$ ，而 $\phi = \text{diag}\{\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_{N_r}\}$ 、 $\mathbf{g} = \text{diag}\{g_1, g_2, \dots, g_{N_r}\}$ 可以將所收到無雜訊影響之信號由時域轉為頻域可寫成下列式子

$$\hat{\mathbf{y}}_m(k) = \mathbf{K}_1 \mathbf{H}(k) \mathbf{x}_m(k) + \mathbf{K}_2 \mathbf{H}^*(-k) \mathbf{x}_m^*(-k) \tag{3.3}$$

其中 $\hat{\mathbf{y}}_m(k)$ 表為第 m 個信號週期 (symbol period) 的第 k 個載波，其中 $k \in \{-K, \dots, -1, 1, K\}$ ，而當 $\mathbf{K}_1 = \mathbf{I}$ 和 $\mathbf{K}_2 = \mathbf{0}$ 時則是表示此接收機為理想狀態，無 IQI 發生。

若要進一步了解在 IQI 發生時會受如何的影響 OFDM[6]，則用圖示來表達其影響，首先將所要傳送的 OFDM 信號升頻後傳送出去以功率頻譜密度(power

spectral density, PSD)表示，如圖 3.4(a)所示，而圖 3.4(b)表示為信號傳送後受到通道干擾後的影響，將受到通道影響後的信號接收轉為基頻，若無受到 IQI 的影響則將通道影響消除後可解出原信號，如圖 3.4(c)所示，而若信號受到 IQI 的影響，就會如圖 3.4(d)所示。由圖 3.4(d)可發現，若 IQI 發生時，信號的載波會受鏡像的載波影響，而與通道、振幅大小與相位大小皆有關，若振幅與相位與原本差異愈大，則受 IQI 的影響愈深。



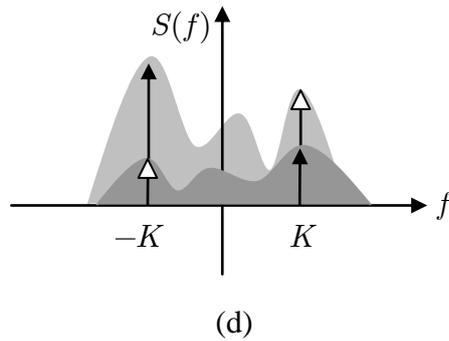


圖 3.4 在接收端有 IQI 影響之 OFDM 頻譜信號

- (a) 經 RF 傳送後的 OFDM 信號 (b) 經通道影響後的 OFDM 信號
(c) 轉為基頻之信號(無 IQI 影響) (d) 轉為基頻之信號(受到 IQI 影響)

若在 SISO-OFDM 下由星座圖上去觀察 IQI 的影響，在無通道的影響下利用 16-QAM(quadrature amplitude modulation)來調變傳輸，假設振幅不平衡為 10% 而相位不平衡為 5° ，則受到 IQI 的影響之星座圖為圖 3.5 所示。可由圖發現原本每個單獨的 16 個點都會變成 16 個小點，而將 16 個小點假設成一小組，若將每一個小組看成一個點，就是原本的 16-QAM 受到 K_1 與通道的影響而造成相位旋轉與振幅大小改變，而小組裡的 16 個點則是受其信號的鏡像干擾所造成，也就是 16-QAM 中的一個點受到其他可能的 15 個點的影響而造成的，雖然在圖中可看到就算 IQI 發生了，每一個點依舊在決定區域 (decision region) 內，因此對信號而言可能不會有影響，但當傳送的 QAM 數變大或振幅不平衡或相位不平衡變大時，如同樣相位與振幅不平衡的 64-QAM，由圖 3.6 所示，可以發現到其中有一些可能發生的點離開了決定區域，而離開了決定區域就會使解調回來的信號發生錯誤，造成錯誤率提升，而在後面的電腦模擬部分也可以觀察到，QAM 數愈大，IQI 的影響就愈大，錯誤率也就愈高，而當振幅不平衡與相位不平衡的部份差異越大，也會造成錯誤率提高。

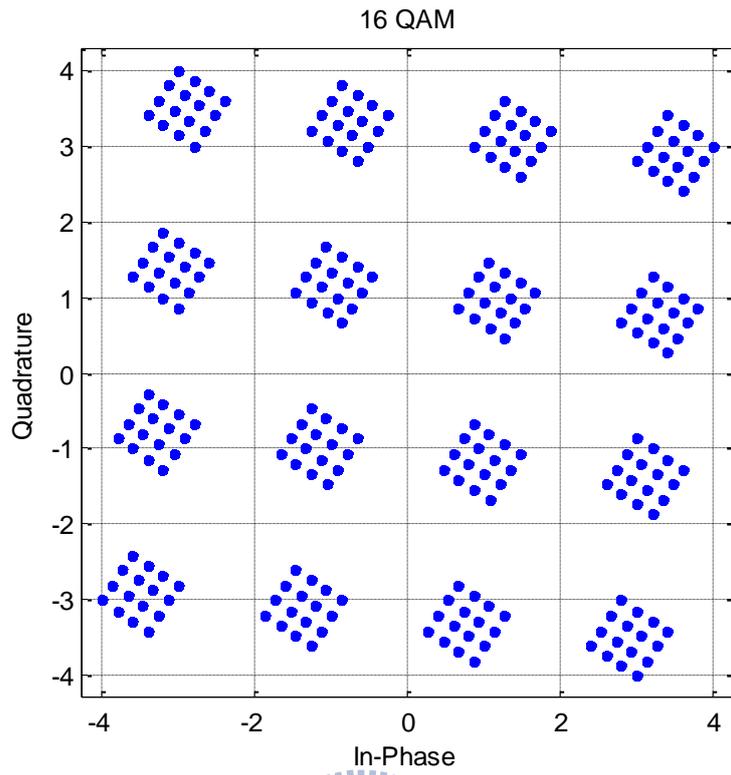


圖 3.5 16-QAM 受到 IQI 影響 ($g = 10\%$, $\phi = 5^\circ$)

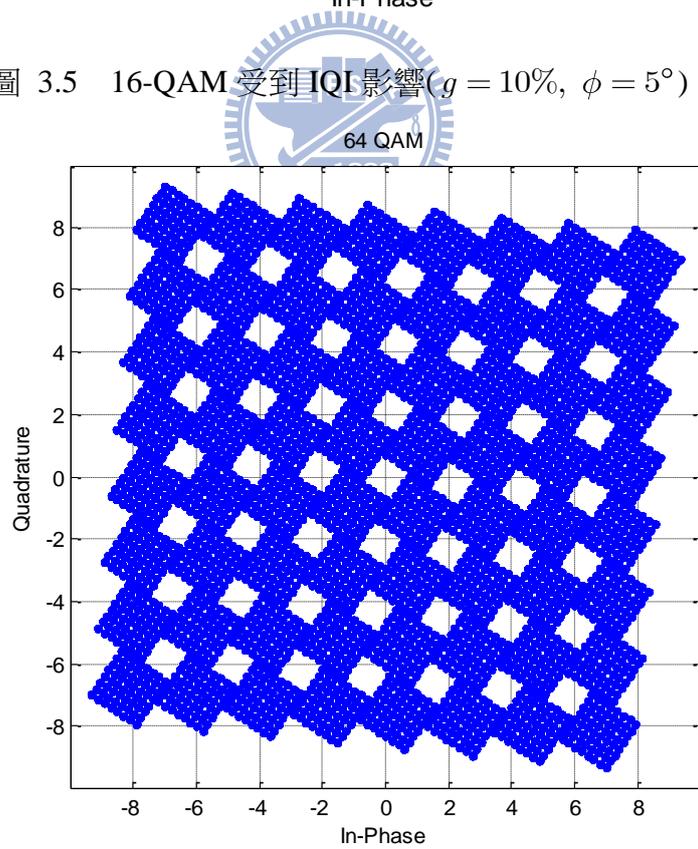


圖 3.6 64-QAM 受到 IQI 影響 ($g = 10\%$, $\phi = 5^\circ$)

3.3 相位雜訊

在無線通訊傳輸中，會將信號先升頻傳送出去後，再利用接收機降頻還原信號，但在 RF 端的地方需要使用到震盪器來作升頻與降頻，但震盪器所震盪出來頻率的實際值通常與理論值會不同，也就是實際震盪出來的頻率無法穩定地維持在固定相位，而這無法穩定的頻率會產生飄動，就像是雜訊一般，因此而稱為相位雜訊，而相位雜訊在低成本的傳收機與在高頻的時候會產生較大的影響[7]，因此在考慮 IQI 的同時也把相位雜訊加入進來。

相位雜訊產生的方式是隨機的，因此不同時間會產生不一樣的雜訊，而當統計時間無限大時這隨機產生的雜訊會趨近 Wiener process[8]，因此本論文利用 Wiener process 模擬相位雜訊 $\theta(t)$ ，而為了方便起見，將 Wiener process 寫成離散的式子，則相位雜訊可表示為

$$\theta(n+1) = \theta(n) + \zeta(n) \quad (3.4)$$

而其中 $\zeta(n) \sim N(0, 2\pi\beta T_s)$ ， T_s 為系統取樣時間， β 則為 Lorentzian PSD 中小於中心點的 3dB 頻寬，以圖 3.7 表示。

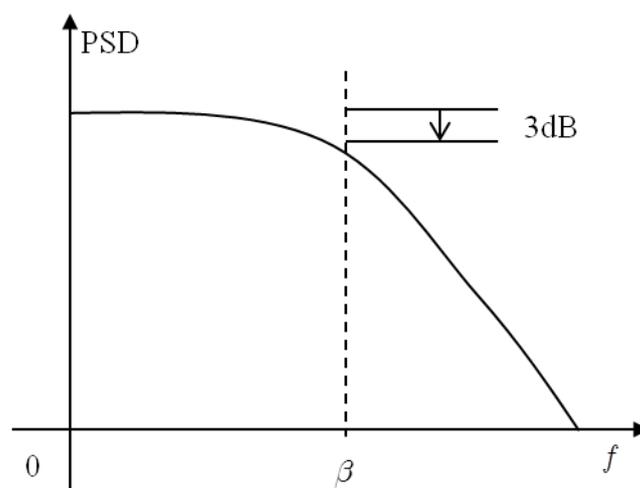


圖 3.7 Lorentzian PSD 與 β 之關係

欲了解相位雜訊對 MIMO-OFDM 的影響，可以從信號模型中觀察，而信號模型可寫為

$$\mathbf{y}_m = (\mathcal{G}_m \otimes \mathbf{I}_{N_r}) \mathbf{H} \mathbf{x}_m + \mathbf{n}_m \quad (3.5)$$

而其中 \mathcal{G}_m 為

$$\mathcal{G}_m = \begin{bmatrix} \gamma_{0,m} & \gamma_{1,m} & \cdots & \gamma_{N_c-1,m} \\ \gamma_{-1,m} & \gamma_{0,m} & \cdots & \gamma_{N_c-2,m} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \gamma_{-N_c+1,m} & \gamma_{-N_c+2,m} & \cdots & \gamma_{0,m} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

其中的 γ 定義為

$$\gamma_{l,m} = \frac{1}{N_c} \sum_{n=0}^{N_c-1} e^{j\theta_m(nTs)} e^{-j\frac{2\pi ln}{N_c}} \quad (3.7)$$

而又可把式子 3.5 簡化成下列式子

$$\mathbf{y}_m = \gamma_{0,m} \mathbf{H} \mathbf{x}_m + \xi_m + \mathbf{n}_m \quad (3.8)$$

其中的 ξ_m 為

$$\xi_m = (\varphi_m \otimes \mathbf{I}_{N_r}) \mathbf{H} \mathbf{x}_m \quad (3.9)$$

在這邊 $\varphi_m = \mathcal{G}_m - \gamma_{0,m} \mathbf{I}_{N_t N_c}$ ，從式子 3.8 可發現信號不只受到 $\gamma_{0,m}$ 的旋轉所影響，此影響稱為共同相位誤差(common phase error, CPE)，還受到 ξ_m 的影響，而此影響為不同載波間會相互干擾，因此稱為載波間相互干擾誤差(inter-carrier interference, ICI)，而這兩種效應都會影響接收機的效能，而位元錯誤率以及相位雜訊間的關係在 3.5 節的電腦模擬圖中可觀察出。

圖 3.8 與圖 3.9 為 16-QAM 在無雜訊干擾下信號受到 PN 影響的星座圖，而圖 3.8 為當 $\beta = 200\text{Hz}$ 時所受的影響，圖 3.9 為當 $\beta = 400\text{Hz}$ 時所受的影響，可以從兩圖中看出當 β 愈大時，其信號受到 ICI 與 CPE 的影響就愈深，而且信號同時受到 ICI 與 CPE 的影響時就會使其偏離決定區域，而使錯誤率上升，由於 QAM 數越高時則影響越大。

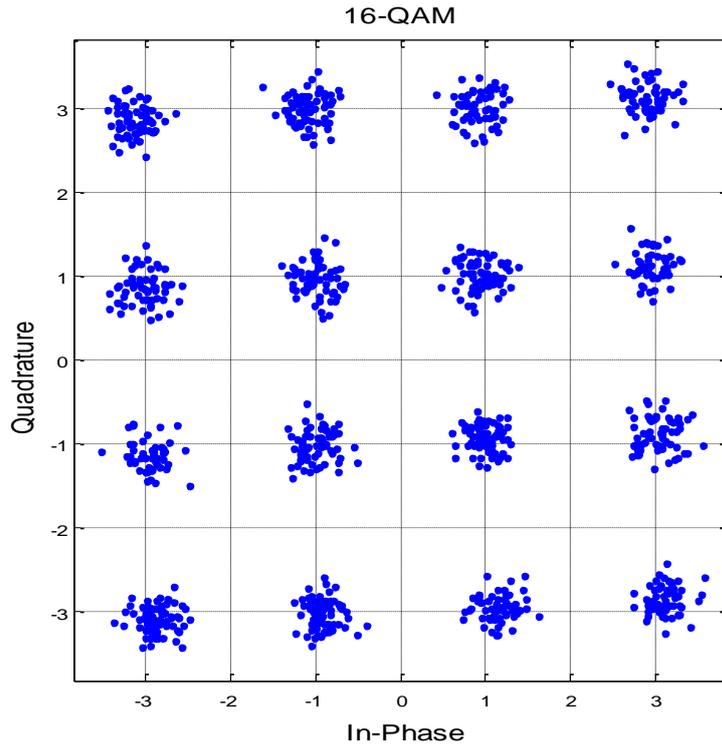


圖 3.8 16-QAM 受到 PN 影響之星座圖($\beta = 200\text{Hz}$)

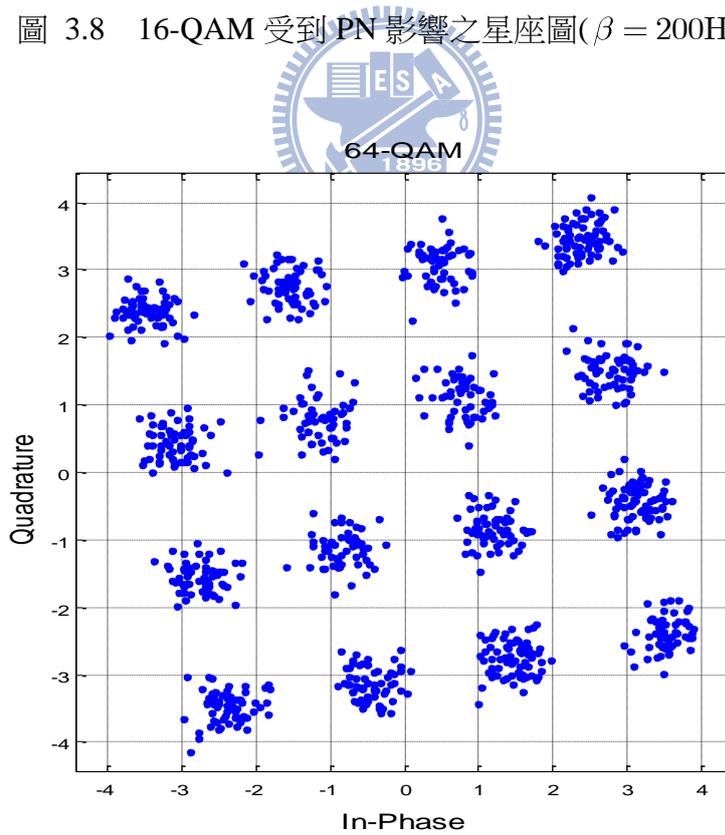


圖 3.9 16-QAM 受到 PN 影響之星座圖($\beta = 400\text{Hz}$)

3.4 期望值最大化演算法

EM 演算法[9][10]是一種用來逼近最大似然法則(maximum likelihood, ML)的方法，EM 這個方法需要靠遺漏資料(missing data)來運算，而他是一個利用疊代來使其最佳化的方法，其運算法包含兩個步驟，第一個為期望值步驟(E-step)，其利用之前所估計的值加上所觀察到的資料來重新估新的遺漏資料，第二個步驟為最大化步驟(M-step)，其假設在 E-step 中所估計的遺漏資料為正確的情況下，將概似函數(likelihood function)最大化，而將這個計算出來的參數再運用在下一個 E-step 將遺漏資料計算出來，以此疊代形式的運算來逼近 ML 值。

在此再用一些簡單的式子來描述 EM，假設觀察到的隨機變數為 Z ，但是含有潛藏看不見的資料 Y ，而 θ 為想要求得的值，因此為未知參數，可以將其結合機率寫成 $P(y, z | \theta)$ ，而希望在 Y 與 Z 的結合分佈下，算出 θ 的最大概似值，但此問題卻不好解決，而想到若 Y 為已知的情況下，變易於計算，如下列式子

$$\begin{aligned}\hat{\theta} &= \arg \max_{\theta} \log \sum_Y P(y, z | \theta) \\ &= \arg \max_{\theta} \log P(z | \theta) \\ &= \arg \max_{\theta} L(\theta)\end{aligned}\tag{3.10}$$

而 EM 需要在開始運算時對最大概似參數 $\theta^{(0)}$ 做初始值的猜測，再利用一次又一次的疊代算出 $\theta^{(1)}, \theta^{(2)}, \dots$ ，但是初始值猜測的好與壞與其收斂速度以及是否會收斂有關係，所以 EM 的先決條件就是所猜測的初始值，若是好的初始值，則疊代後會慢慢逼近 ML 法，但若是不好的初始值，則會使 EM 法無法收斂，而下為計算 EM 的兩個步驟。

- E-step：將遺漏資料的分佈求出

$$P^{(n)}(y) = P(y | \theta^{(n-1)})$$

- M-step：將 $\theta^{(n)}$ 利用 $\max E_{P^{(n)}}[P(\log P(y, z | \theta))]$ 算出，並代入下次疊代。

3.5 電腦模擬

在本節將前面所介紹的 IQI 與 PN 的效應模擬出來，而在這裡所設定的是 2×2 無編碼的 MIMO-OFDM 系統，頻寬為 20 MHz 並有 64 個子載波，而一個封包(packet)中有 10 個 MIMO-OFDM 符元，通道則為 i.i.d.的雷利衰減通道，在這邊則是假設 IQI 與 PN 效應皆只發生在接收端的部份。

圖 3.8 為 16-QAM 受到不同振幅與相位不平衡所影響的位元錯誤率，其中可以發現當振幅或相位錯誤愈大，位元錯誤率也就愈大，而圖 3.9 為 64-QAM 受到不同振幅與相位不平衡所影響的位元錯誤率，由圖 3.8 與 3.9 比較，可以從中發現當 QAM 愈大時，受到振幅與相位不平衡的影響就愈明顯，因此當需要高速傳輸時，更需要去補償 IQI 的影響。

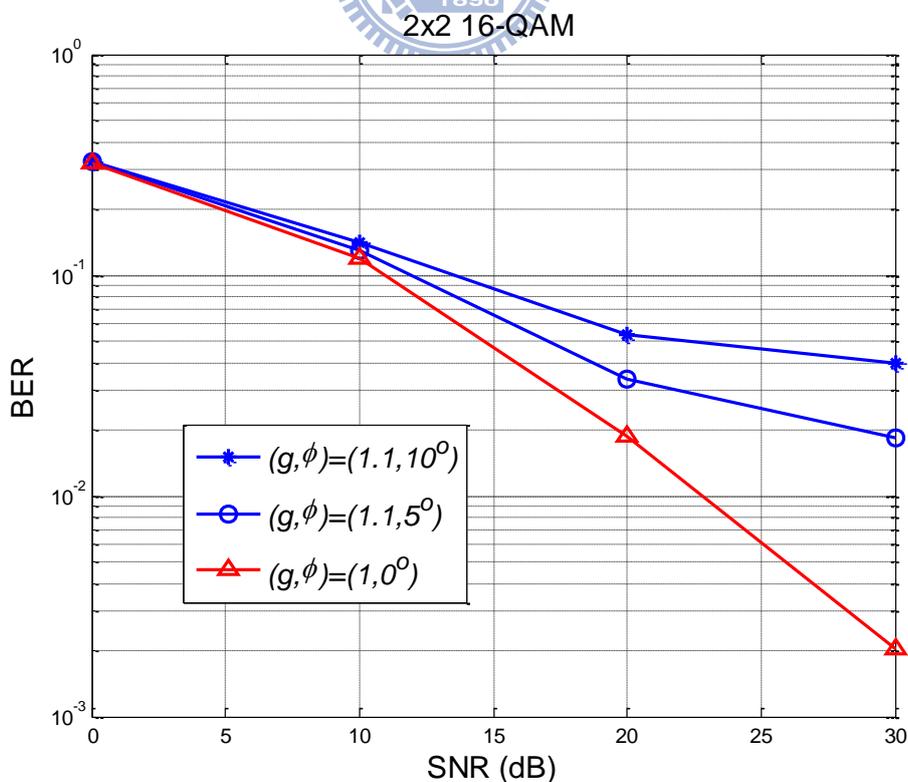


圖 3.10 16-QAM 在 IQI 影響下之位元錯誤率(g, ϕ)

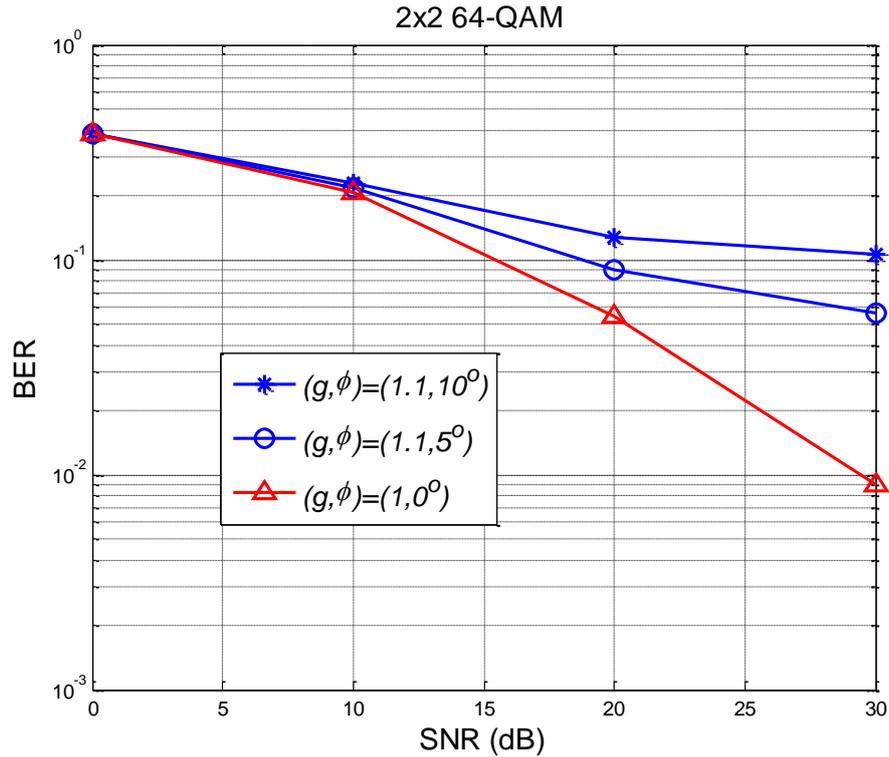


圖 3.11 64-QAM 在 IQI 影響下之位元錯誤率(g, ϕ)

圖 3.10 為 16-QAM 受到 PN 所影響之位元錯誤率，PN 的大小是由 3dB 頻寬 β Hz 來做區分，其中 β 愈大位元錯誤就會愈大，而 PN 會對信號產生兩種影響，一為 CPE，二為 ICI，而由於 CPE 為信號旋轉，因此將旋轉項補償還原即可，但 ICI 卻為載波間互相干擾，此效應會造成在高 SNR 時的錯誤率造成平滑的現象，而此種效應也較不易補償，而圖 3.11 為 64-QAM 受到 PN 所影響之位元錯誤率，把 3.10 與 3.11 相比，由於 PN 受 ICI 的影響較大，因此與 QAM 數的大小較無關係。

圖 3.12 以及圖 3.13 為 16-QAM 與 64-QAM 同時受到 PN 以及 IQI 效應的影響，可以從這兩張圖中發現，不論 PN 或 IQI 的影響大或小，此兩種效應加入後都會使得原本信號之錯誤率變差，由其 64-QAM 中，不論 PN 與 IQI 大或小，都會使得其錯誤率變的最差，不論 SNR 大或小，其效應皆為一樣。

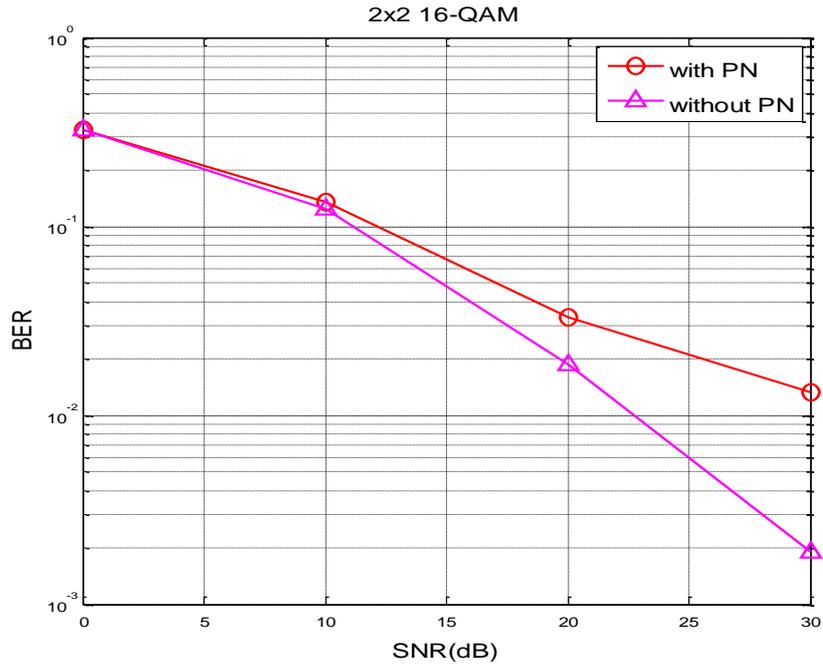


圖 3.12 16-QAM 在 PN 影響下之位元錯誤率($\beta = 200$ Hz)

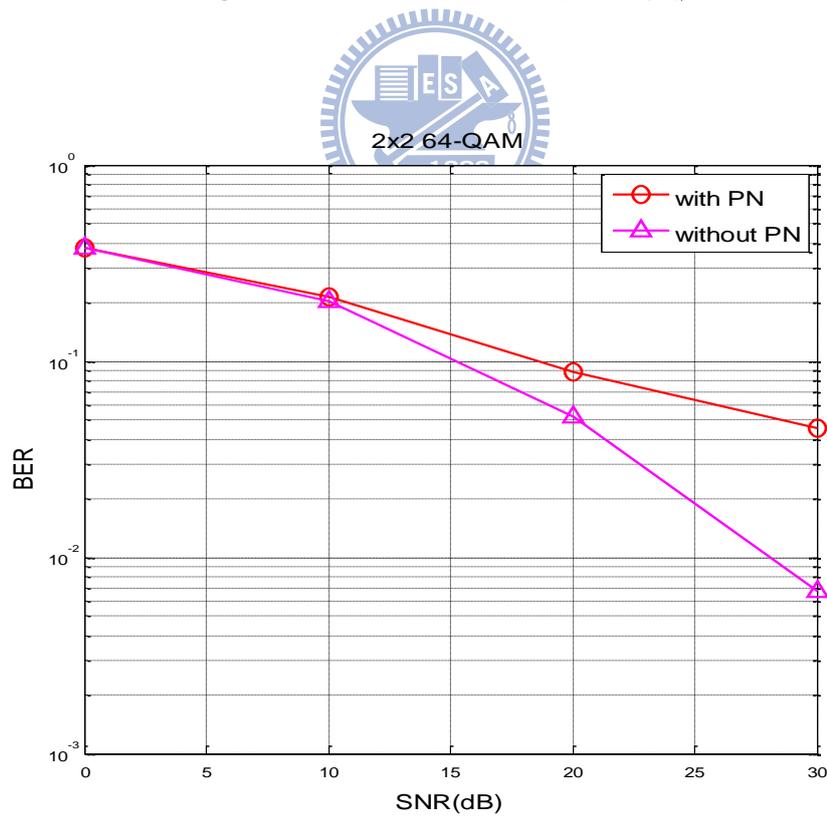


圖 3.13 64-QAM 在 PN 影響下之位元錯誤率($\beta = 200$ Hz)

3.6 小結

在本章中介紹了為何考慮 IQI 與 PN，IQI 與 PN 又是如何產生，並且說明其中對信號所產生的影響，而由於 PN 本身有 ICI 的問題，又將兩種問題結合一起，提高補償的困難度，因此利用 EM 演算法做補償技術，而在本節中也介紹了 EM 演算法，而在其中也提到 EM 演算法其初始值對於是否可以收斂與收斂速度皆有影響，因此在之後章節的初始值部份，皆由 zero-forcing(ZF)的解作為初始值，而在之後的章節將會介紹如何結合 EM 來補償 IQI 與 PN 效應。



第四章

IQ 不平衡與相位雜訊之補償

本章中在討論在 MIMO-OFDM 的系統架構下，在接收機 RF 端遇到電路不理想狀態，也就是 IQI 以及 PN，在兩種效應的影響下如何做補償，雖然 IQI 與 PN 效應在接收端的補償方法已有廣泛的被研究與討論，但大多數的討論都為單獨考慮 IQI 或 PN，或是在 SISO-OFDM 架構下以及假設通道已知，而在本論文中除了研究同時補償 IQI 與 PN 效應，並加入通道效應的估計，在本章中也會對目前所提出的研究方法做討論。本章一開始會對所參考的系統前置碼作介紹，而後介紹本論文如何利用系統前置碼來補償 IQI 與 PN，並且討論其補償方法的系統運算複雜度，在利用電腦模擬驗證此方法可有效的同時補償 IQI 與 PN 所造成的效應。

4.1 系統前置碼與補償架構

為了要使系統可以同時估測並補償通道響應、IQI 以及 PN 效應，會需要一些資料輔助(data-aided)，在本論文中的資料輔助是領航符元(pilot symbols)以及系統前置碼(preambles)，其中利用導航符號估測 PN 中的 ICI 部份，系統前置碼則是用於估測通道效應、IQI 以及 PN 中的 CPE 部分，而由於系統前置碼需要估測許多的資料，因此也較需要特殊一點的設計，在本論文中所使用的前置碼則是利

用其設計已存在的前置碼，而在此系統為 IEEE 802.11a，其前置碼設計分為三個部份，分別為短訓練序列(short training sequences)、長訓練序列(long training sequences)以及信號區塊(signal field)，如圖 4.1 所示，其中短訓練序列是由 10 個重複的短訓練符元所組成，是用於粗調 CFO，長訓練序列則是由兩個長訓練符元以及其 CP 所產生，是用於細調 CFO 與估計通道響應，而信號區塊中則是包含傳訊資料的訊息，例如：封包長度、編碼速率等等，而在補償 IQI 與 PN 中，只需考慮到長訓練序列的部份。

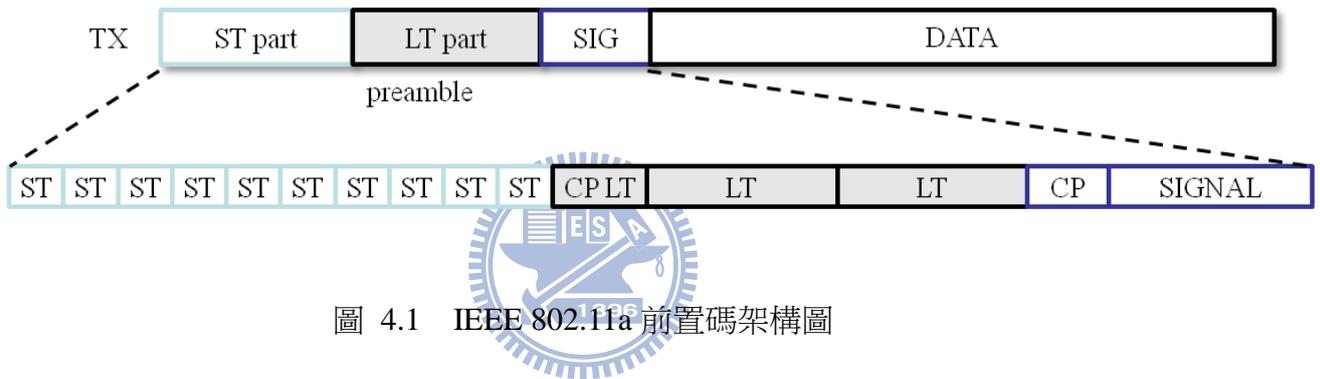


圖 4.1 IEEE 802.11a 前置碼架構圖

本論文所參考的資料其前置碼的設計來由是因為估測通道時，前置碼必須是正交且為位移正交至少一個通道的長度，才是一個可可靠估測通道的前置碼，而 IQI 是在 $-k$ 頻率的載波影響到 k 頻率的載波所造成的效應，因此前置碼的設計就必須使得 $-k$ 頻率與 k 頻率為正交，才可估測 IQI 效應，而這些條件則可用 Walsh-Hadamard 矩陣來達成，其中 Walsh-Hadamard 矩陣的定義如下

$$H_{2m} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} H_{m-1} & H_{m-1} \\ H_{m-1} & -H_{m-1} \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

而 $H_0 = 1$ 、 $H_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$ ，而利用 Walsh-Hadamard 矩陣的特性來製造前置

碼則需要兩個不同的符元 \mathbf{p}_1 與 \mathbf{p}_2 ，其形式如下

$$\mathbf{p}_1(k) \in \{-1, 1\} \quad \text{for all } k \quad (4.16)$$

$$\mathbf{p}_2(k) = \begin{cases} \mathbf{p}_1(k) & \text{for } k \in 1, 2, \dots, K \\ -\mathbf{p}_1(k) & \text{for } k \in -K, -K + 1, \dots, -1 \end{cases} \quad (4.17)$$

而由 \mathbf{p}_1 與 \mathbf{p}_2 組成一個長訓練符元 $\mathbf{P} = [\mathbf{p}_1, \mathbf{p}_2]$ ，而若以發射天線為二的架構來傳輸時，傳輸的形式會如圖 4.2 所示，由不同傳輸天線的長訓練符元所組成 Walsh-Hadamard 矩陣。

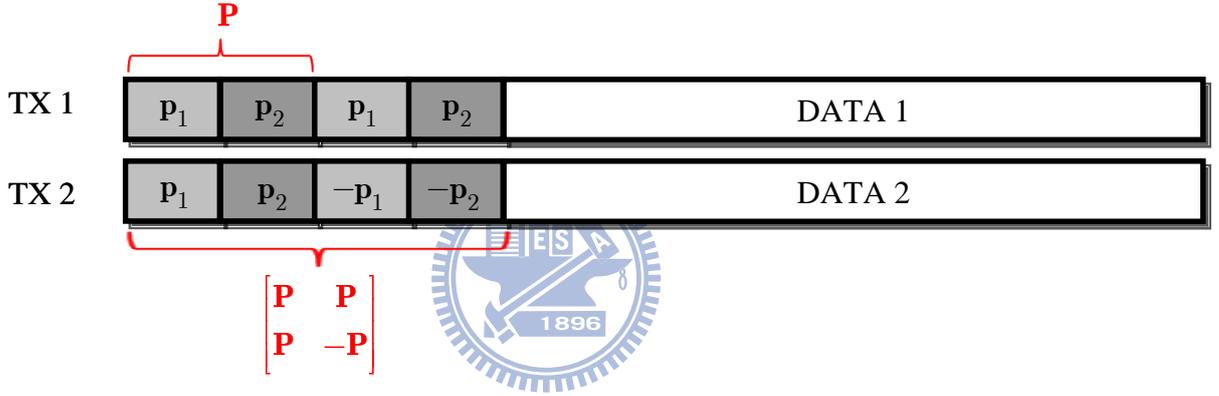


圖 4.2 當 $N_T = 2$ 時前置碼與資料之架構

前置碼利用上述方法設計後，便可以用於估測通道響應、IQI 以及 PN 之 CPE 部分，首先列出系統所收到受到 PN 與 IQI 的影響如下

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_m(k) = & \mathbf{K}_1((\mathcal{G}_m(k) \otimes \mathbf{I}_{N_r})\mathbf{H}(k)\mathbf{x}_m(k) + \mathbf{n}_m(k)) \\ & + \mathbf{K}_2((\mathcal{G}_m(-k) \otimes \mathbf{I}_{N_r})^* \mathbf{H}^*(-k)\mathbf{x}_m^*(-k) + \mathbf{n}_m^*(-k)) \end{aligned} \quad (4.18)$$

而將前置碼所傳送的傳送的信號分為兩類，一為當傳送信號 $-k$ 頻率與 k 頻率為相同時定義為 \mathbf{S} ，而當傳送信號 $-k$ 頻率與 k 頻率不相同時定義為 \mathbf{D} ，而這兩種信號無雜訊影響時可表為下列式子

$$\mathbf{S}(k) = \mathbf{K}_1(\mathcal{G}_m(k) \otimes \mathbf{I}_{N_r})\mathbf{H}(k) + \mathbf{K}_2(\mathcal{G}_m(-k) \otimes \mathbf{I}_{N_r})^* \mathbf{H}^*(-k) \quad (4.19)$$

$$\mathbf{D}(k) = \mathbf{K}_1(\mathcal{G}_m(k) \otimes \mathbf{I}_{N_r})\mathbf{H}(k) - \mathbf{K}_2(\mathcal{G}_m(-k) \otimes \mathbf{I}_{N_r})^* \mathbf{H}^*(-k) \quad (4.20)$$

將這兩個式子經過運算後，可以得到兩個式子

$$\mathbf{C}_1 = (\mathbf{S}(k) + \mathbf{D}(k)) / 2 = \mathbf{K}_1(\mathcal{G}_m(k) \otimes \mathbf{I}_{N_r})\mathbf{H}(k) \quad (4.21)$$

$$\mathbf{C}_2 = (\mathbf{S}(k) - \mathbf{D}(k)) / 2 = \mathbf{K}_2(\mathcal{G}_m(-k) \otimes \mathbf{I}_{N_r})^* \mathbf{H}^*(-k) \quad (4.22)$$

則可利用這兩個式子獲得一值以估計通道響應、IQI 與 PN 的 CPE，而估測的方式由後兩節介紹。

本論文在 MIMO-OFDM 架構下同時補償 IQI 以及 PN 效應，而補償架構如圖 4.3 所示，首先是估計通道響應以及 IQI，則利用 4.1 節中前置碼所運算出來的 \mathbf{C}_1 、 \mathbf{C}_2 中得到，使用估計得到的結果將 IQI 補償，而後利用補償後的信號將領航符元中的 ICI 估計得到後，利用 EM 演算法重新估計通道響應並補償 CPE 之部分，最後將 ICI 效應消除得到。

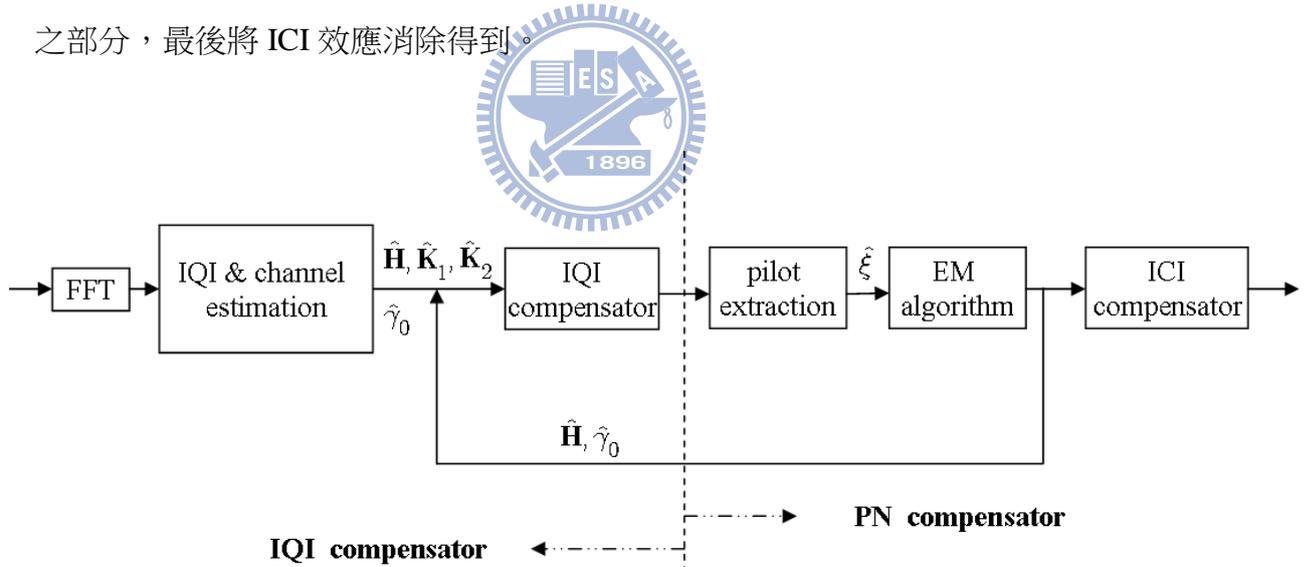


圖 4.3 IQI 與 PN 補償架構圖

4.2 IQ 不平衡之補償

本節中先只考慮 IQI 補償的部分，如圖 4.4 中所示，而在上一節中所得之

\mathbf{C}_1 、 \mathbf{C}_2 ，將進一步地作運算，獲得一 $\mathbf{E}(k)$ 值，以估計 IQI 與通道響應，而 $\mathbf{E}(k)$ 的運算方式為

$$\begin{aligned}\mathbf{E}(k) &= (\mathbf{C}_1(k) - \mathbf{C}_2^*(-k)) / (\mathbf{C}_1(k) + \mathbf{C}_2^*(-k)) \\ &= ((\mathbf{K}_1 - \mathbf{K}_2^*)(\mathcal{G}_m \otimes \mathbf{I}_{N_r})\mathbf{H}(k)) / ((\mathbf{K}_1 + \mathbf{K}_2^*)(\mathcal{G}_m \otimes \mathbf{I}_{N_r})\mathbf{H}(k)) \quad (4.23) \\ &= \mathbf{g}e^{-j\phi}\end{aligned}$$

將 $\mathbf{E}(k)$ 得到後，可將其角度與長度求出

$$\hat{\phi}(k) = -\angle\mathbf{E}(k) = -\arctan(\Im\{\mathbf{E}(k)\}\Re\{\mathbf{E}(k)\}^{-1}) \quad (4.24)$$

$$\hat{\mathbf{g}}(k) = |\mathbf{E}(k)| = \sqrt{\Re\{\mathbf{E}(k)\}^2 + \Im\{\mathbf{E}(k)\}^2} \quad (4.25)$$

進而得到 $\hat{\mathbf{g}}$ 與 $\hat{\phi}$ ，而可由估計值得到 $\hat{\mathbf{K}}_1$ 與 $\hat{\mathbf{K}}_2$ 。而後可再將估計得到的 $\mathbf{E}(k)$ 、 \mathbf{K}_1 與 \mathbf{K}_2 得到估計的通道響應

$$\hat{\mathbf{H}}(k) = \frac{(\mathbf{S}(k) + \mathbf{D}^*(-k)) + \mathbf{E}(k)^{-1}(\mathbf{S}(k) - \mathbf{D}^*(-k))}{2} \quad (4.26)$$

得到通道響應之後，可利用 \mathbf{C}_1 、 \mathbf{C}_2 以及估計到的 $\hat{\mathbf{K}}_1$ 、 $\hat{\mathbf{K}}_2$ 與 $\hat{\mathbf{H}}(k)$ ，得到初步估計的 $\hat{\gamma}_{0,m}$ ，而所收到的信號為

$$\begin{aligned}\mathbf{y}_m(k) &= \mathbf{K}_1(\gamma_{0,m}\mathbf{H}(k)\mathbf{x}_m(k) + \xi_m(k) + \mathbf{n}_m(k)) \\ &\quad + \mathbf{K}_2(\gamma_{0,m}^*\mathbf{H}^*(-k)\mathbf{x}_m^*(-k) + \xi_m^*(-k) + \mathbf{n}_m^*(-k))\end{aligned} \quad (4.27)$$

若將其表示為矩陣的形式則為

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \mathbf{y}_m(k) \\ \mathbf{y}_m^*(-k) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \gamma_{0,m} \mathbf{K}_1 \mathbf{H}(k) & \gamma_{0,m}^* \mathbf{K}_2 \mathbf{H}^*(-k) \\ \gamma_{0,m} \mathbf{K}_2^* \mathbf{H}(k) & \gamma_{0,m}^* \mathbf{K}_1^* \mathbf{H}^*(-k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_m(k) \\ \mathbf{x}_m^*(-k) \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} \mathbf{K}_1(\xi_m(k) + \mathbf{n}_m(k)) + \mathbf{K}_2(\xi_m^*(-k) + \mathbf{n}_m^*(-k)) \\ \mathbf{K}_2^*(\xi_m(k) + \mathbf{n}_m(k)) + \mathbf{K}_1^*(\xi_m^*(-k) + \mathbf{n}_m^*(-k)) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.28)$$

而欲將 IQI 補償，則將 ICI 以及雜訊部份皆視為高斯分佈，若忽視其雜訊部份，可將 IQI 的效應由反轉矩陣將信號還原

$$\begin{bmatrix} \hat{\mathbf{x}}_m(k) \\ \hat{\mathbf{x}}_m^*(-k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \gamma_{0,m} \mathbf{K}_1 \mathbf{H}(k) & \gamma_{0,m}^* \mathbf{K}_2 \mathbf{H}^*(-k) \\ \gamma_{0,m} \mathbf{K}_2^* \mathbf{H}(k) & \gamma_{0,m}^* \mathbf{K}_1^* \mathbf{H}^*(-k) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{y}_m(k) \\ \mathbf{y}_m^*(-k) \end{bmatrix} \quad (4.29)$$

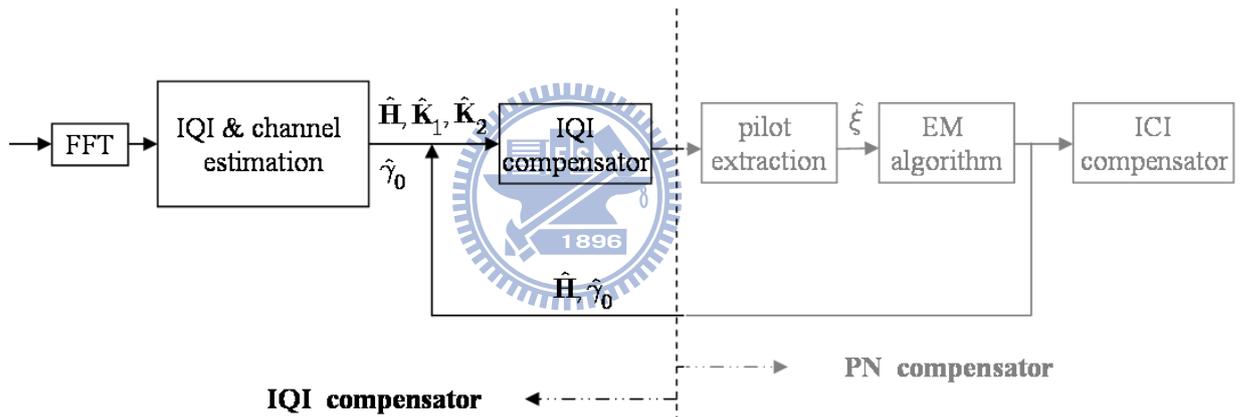


圖 4.4 IQI 補償架構圖

雖然此方法可補償 IQI，但其估計值卻不是那麼地準確，而 IQI 是非時變的效應，每個接收端都會有不同的 IQI，且為固定值，因此每次封包所計算的 $\hat{\mathbf{K}}_1$ 與 $\hat{\mathbf{K}}_2$ 都會將其累加並取平均值，使其估計的錯誤率降低。在 IQI 的部分也會估計其通道效應以及 CPE，但也是初步估計，估計值可能不是非常精準，因此 CPE 以及通道效應，皆會在 EM 演算法中再次估計，並且再次回饋給 IQI 支補償器，使其利用較精準的通道效應再次還原信號。

4.3 相位雜訊之補償

所收到的信號將 IQI 的補份補償結束後，由於通道效應以及 CPE 皆已有初步估計，因此觀察已把 IQI 效應消除的領航符元中所受到 ICI 的影響，將此統計的 ICI 將會在 EM 演算法後將之消除，CPE 以及通道響應之修正則由 EM 演算法來做估計，

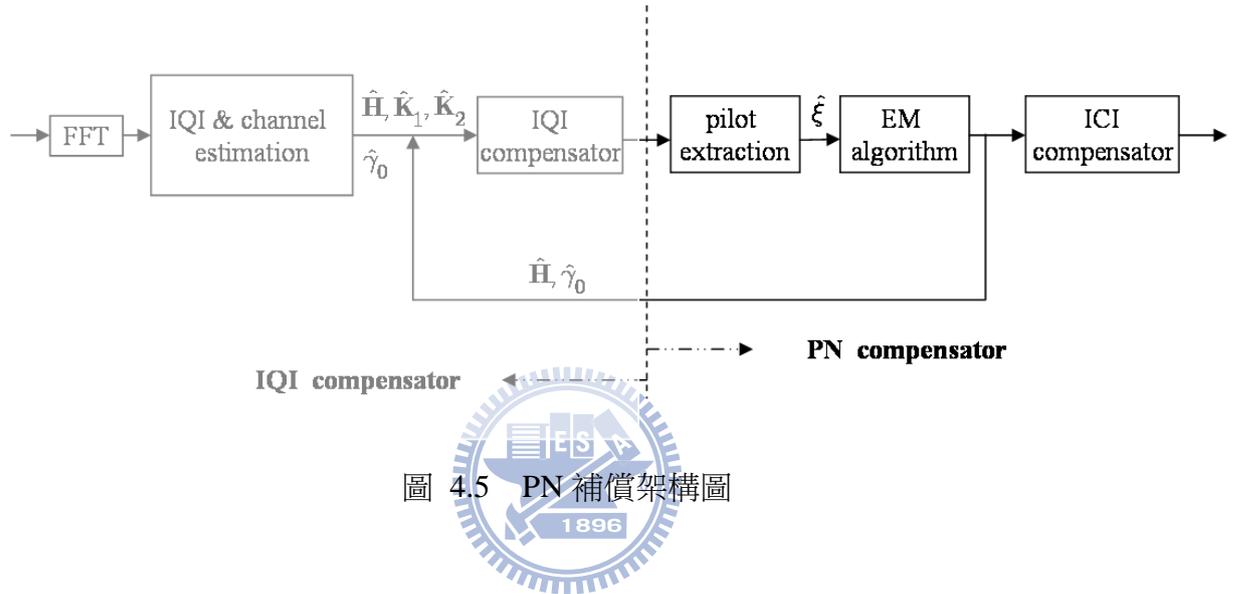


圖 4.5 PN 補償架構圖

如圖 4.5 所示，而 CPE 其實在 IQI 補償的部分皆已完成估計，但由於 CPE 這種效應會使得 QAM 的星座圖旋轉，會使傳送之信號離開其決定區域，對系統的影響非常大，因此才會再利用 EM 演算法做進一步的估計，而要估計 CPE 首先可將雜訊與 ICI 視為一個多維變量複數常態分佈，可將信號寫為

$$\mathbf{n}'_m(k) = \mathbf{y}_m(k) - \gamma_{0,m} \mathbf{H}_m(k) \mathbf{x}_m(k) = \xi_m(k) + \mathbf{n}_m(k) \quad (4.30)$$

那麼 $\mathbf{n}'_m \sim N(0, \Omega)$ ，其中 Ω 為一個 $N_r \times N_t$ 的共變異矩陣，而 \mathbf{n}'_m 的聯合機率密度函數則為

$$p(\mathbf{n}' | \gamma_0, \Omega) = \frac{\pi^{-2KMN_t}}{\det(\Omega)^{2KM}} \exp \left(- \sum_{m=1}^M \sum_{k=1}^{2K} \mathbf{n}'_m{}^H(k) \Omega^{-1} \mathbf{n}'_m(k) \right) \quad (4.31)$$

將 $\mathbf{n}'_m(k)$ 集合為矩陣定義為

$\mathbf{N}'_m = [\mathbf{n}'_m(-K), \mathbf{n}'_m(-K+1), \dots, \mathbf{n}'_m(K-1), \mathbf{n}'_m(K)]^H$ ，則可將(4.17)簡化為

$$p(\mathbf{N}' | \gamma_0, \Omega) = \frac{\pi^{-2KM N_t}}{\det(\Omega)^{2KM}} \exp\left(-\sum_{m=1}^M \text{tr}(\mathbf{N}'_m \Omega^{-1} \mathbf{N}'_m{}^H)\right) \quad (4.32)$$

有了聯合機率密度函數後，則須利用對數概似函數(log-likelihood function)以計算EM，而其對數概似函數為

$$L(\gamma_0, \Omega) = C_1 + 2KM \ln(\det(\Omega^{-1})) - \sum_{m=1}^M \text{tr}(\mathbf{N}'_m \Omega^{-1} \mathbf{N}'_m{}^H) \quad (4.33)$$

其中 C_1 為一常數，而此概似函數是同時考慮 γ_0 與 Ω 兩個參數，在這裡只需要考慮 γ_0 這個參數若欲得此概似函數的最大值，則只需要將第三項取最小值，可將式子寫為

$$\begin{aligned} \Phi(\gamma_{0,m}) &= \text{tr} \mathbf{N}'_m \Omega^{-1} \mathbf{N}'_m{}^H = \frac{\mathbf{n}'_m{}^H \mathbf{n}'_m}{\sigma^2} \\ &= \frac{1}{\sigma^2} \left\| \mathbf{y}_m - \gamma_{0,m} \mathbf{H}_m \mathbf{x}_m \right\|^2 \end{aligned} \quad (4.34)$$

其中在這裡假設雜訊項為 i.i.d.，因此得到 $\Omega = \sigma^2 \mathbf{I}_{N_r}$ ，其中 σ^2 為 \mathbf{n}' 雜訊的變異數，而再利用式子 4.34 得到一概似函數為

$$\Lambda(\mathbf{x}_m | \gamma_{0,m}, \mathbf{H}_m) = \Re\{\gamma_{0,m} \mathbf{y}_m^H \mathbf{H}_m \mathbf{x}_m\} - \frac{1}{2} \left| \gamma_{0,m} \right|^2 \left| \mathbf{H}_m \mathbf{x}_m \right|^2 \quad (4.35)$$

有上述式子後可以開始利用 EM 補償 CPE，而首先估計通道響應，其估計方法為

$$\mathbf{H}_m^{(i+1)}(k) = (\mathbf{y}_m \mathbf{x}_m^{(i)}) (\gamma_{0,m}^{(i)} \mathbf{x}_m^{(i)} \mathbf{x}_m^{(i)\dagger})^\dagger \quad (4.36)$$

估計得到通道響應後，再估計 CPE，而 CPE 則利用下列式子估計

$$\gamma_{0,m}^{(i+1)} = \mathbf{x}_m^{(i)H} \mathbf{H}_m^{(i)H} \mathbf{y}_m (\mathbf{x}_m^{(i)H} \mathbf{H}_m^{(i)H} \mathbf{H}_m^{(i)} \mathbf{x}_m^{(i)})^\dagger \quad (4.37)$$

利用 E-step 得到的兩個估計值後，再利用 M-step 得到欲求得的信號，而其方法則利用式子 4.35 得到，如下列式子

$$\begin{aligned}\mathbf{x}_m^{(i+1)} &= \arg \max_{\mathbf{x}_m} \Lambda(\mathbf{x}_m | \gamma_{0,m}^{(i)}, \mathbf{H}_m^{(i)}) \\ &= \Re \left[\gamma_{0,m}^{(i)} \mathbf{y}_m^H \mathbf{H}_m^{(i)} \mathbf{x}_m^{(i)} - \frac{1}{2} \left| \gamma_{0,m}^{(i)} \right|^2 \left| \mathbf{H}_m^{(i)} \mathbf{x}_m^{(i)} \right|^2 \right]\end{aligned}\quad (4.38)$$

利用上述之 E-step 與 M-step 且利用此兩種方法進行多次疊代，使其估計值能夠愈來愈逼近其實際值。

本論文中使用[1]中所提出的 LSE(least square estimate)方法來比較，而 LSE 則也是利用式子 4.34 與 4.37 以估計 CPE，但 LSE 法並沒有重新估計通道響應，因此只是將 CPE 的效應補償後再將 ICI 消除，而此兩種方法的結果比較，則在後面以電腦模擬之結果作為比較。

4.4 運算複雜度分析

將 LSE 與本論文中所提出之方法的複雜度比較，因 LSE 中估計 CPE 之方法與吾人所提出之方法相同，但吾人所提出之方法同時也估計其通道效應，並且利用期望值最大化法還原信號，而兩種方法皆須經過矩陣的繁複運算，因此其複雜度皆為 $O(N^3)$ ，但吾人之方法需經過迴圈反覆運算，與 LSE 之複雜度有一倍數之差距，而其差距與 QAM 不同有關，若傳送信號為 4-QAM 時，則 LSE 與所提出之方法的複雜度比約為 8:1，而由於其利用期望值最大化法，因此計算會較為繁複。

4.5 電腦模擬

在本節將前面所介紹的 IQ 不平衡與 PN 效應之補償模擬出來，而在這裡所設定的是 2×2 無編碼的 MIMO-OFDM 系統，頻寬為 20 MHz 並有 64 個子載波，而一個封包(packet)中有 10 個 MIMO-OFDM 符元，而前置法則利用本章介紹前

置法則利用本章介紹之前置法，通道則為 i.i.d.的雷利衰減通道，在這邊則是假設 IQ 不平衡與 PN 效應皆只發生在接收端。

圖 4.6 為利用 4.1 節所介紹之前置碼所估計通道而利用 4.2 節所補償之模擬圖，其中 P 為已傳送的封包數，而由圖中可發現，再 64-QAM 的傳輸情形下，當只有一個封包傳送過來時，其估計的值不是如此的準確會使得 IQI 補償大於其無補償之狀態，而其中一個原因也是因為當 SNR 較小時，信號受雜訊的影響大，因此估計值也不準確，但經過 100 次的封包平均後，其估計的 IQI 就會逼近實際值，而可以順利的補償 IQI 所造成之影響。

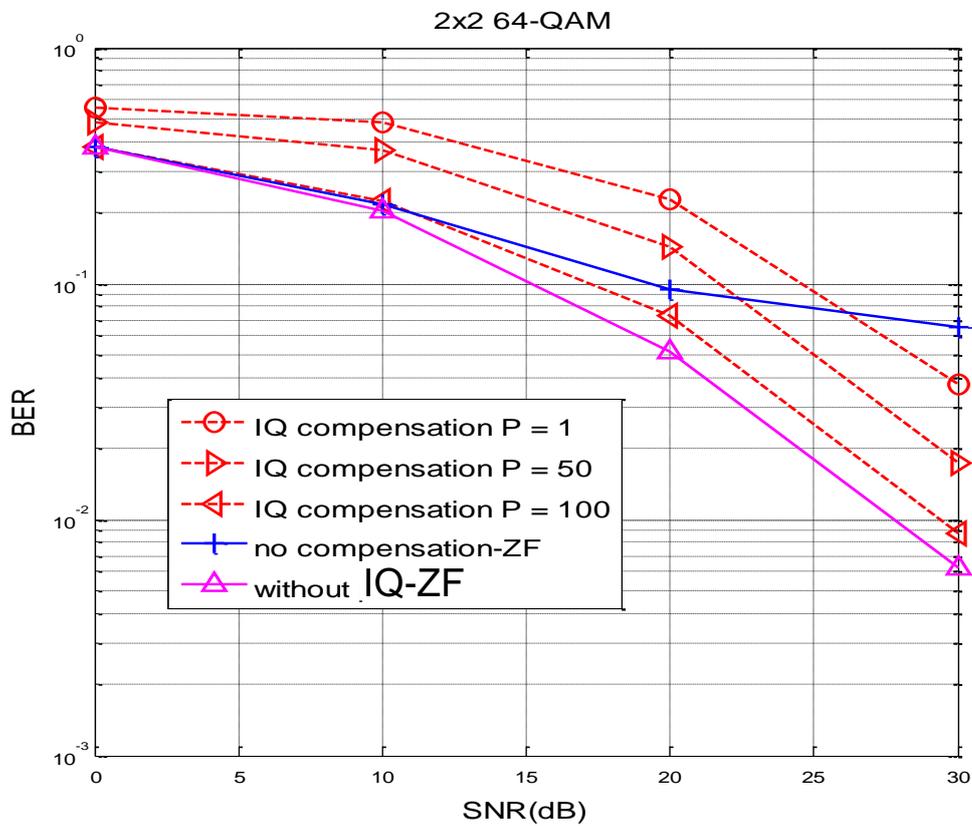


圖 4.6 IQI 利用封包平均後之補償 ($\{\phi_1, \phi_2\} = \{-3^\circ, 3^\circ\}, \{g_1, g_2\} = \{1.1, 0.9\}$)

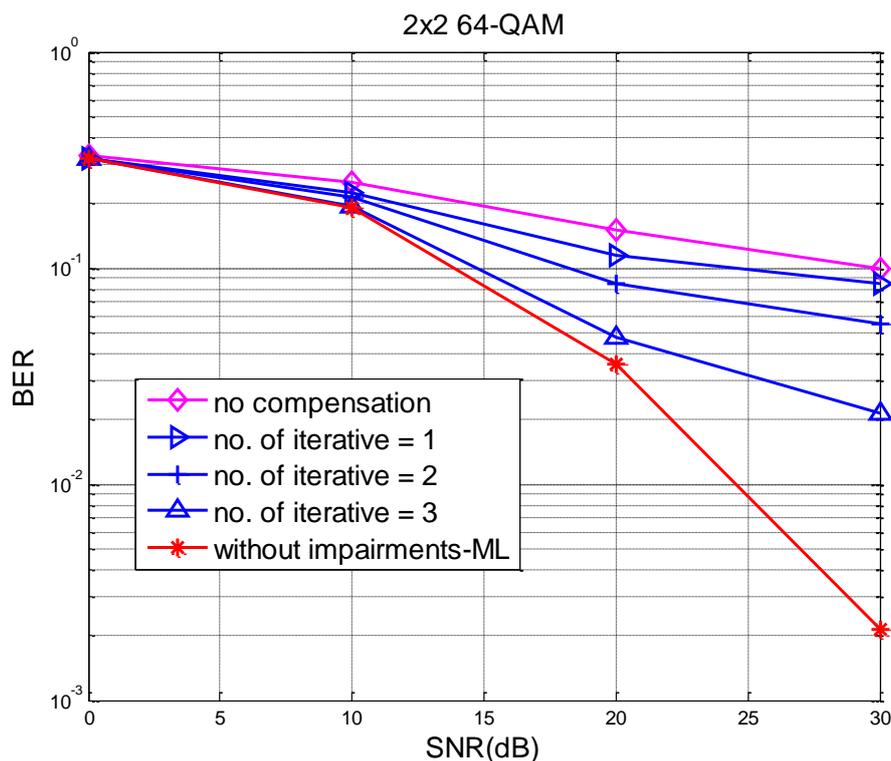


圖 4.7 PN 利用 EM 演算法補償之模擬圖($\beta = 400\text{Hz}$)

圖 4.7 為在 64-QAM 的情形下，當 $\beta = 400\text{Hz}$ 時，利用 EM 演算法補償 PN 不理想效應之模擬圖，由於 64-QAM 的情形下，信號同時受到 CPE 的影響造成旋轉而又受到 ICI 的干擾使得錯誤率嚴重上升，但由其模擬圖可看出 PN 之效應會隨著疊代的次數而改進，則顯示當疊代數增加時，其利用 EM 估計得到的值就會越精準，而也隨著疊代次數的增加，會越來越逼近 ML 值，但是當 SNR 愈來愈大時，也會受到 ICI 的影響較深，因此在 SNR 高時便會產生有平緩的現象產生。

圖 4.8 為經過 EM 演算法估計的 CPE 經過不同次的疊代所計算出的均方差 (mean square error, MSE)，由圖中可以了解其疊代次數愈多，其均方差愈小，但隨著疊代次數的增加，其下降幅度也會減少，而圖 4.9 經過 EM 演算法估計的通道響應經過不同次的疊代所計算出的 MSE，由圖中也可了解隨著疊代次數增加，其均方差也就愈小，且通道響應唯一龐大矩陣，其估計誤差值也較大，而也由兩圖中發現，當疊代次數超過 3 次時，其下降幅度會相對平緩，而為了減少計

算次數，因此將之後的模擬的疊代次數皆設為三次，以免過多的繁複計算。

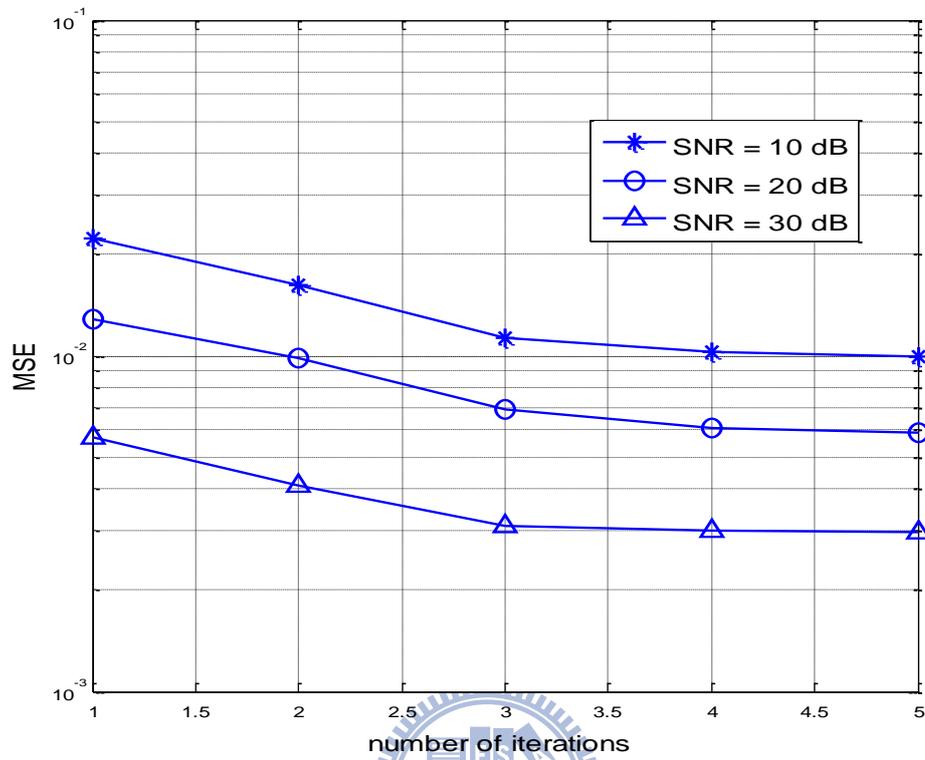


圖 4.8 CPE 經不同次數疊代之均方差

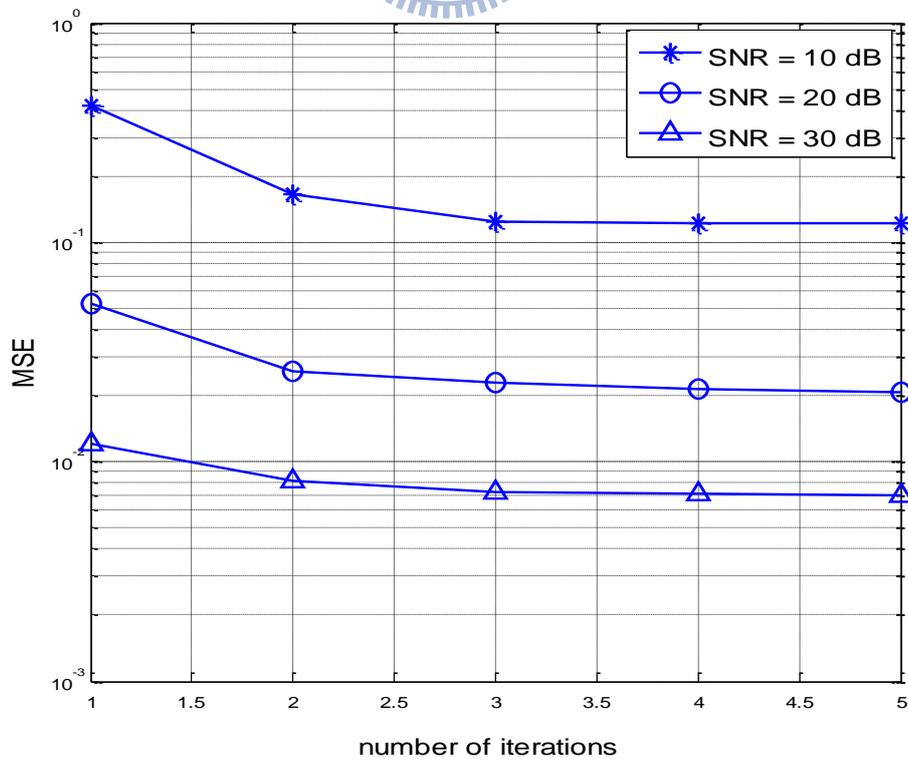


圖 4.9 通道經不同次數疊代之均方差

圖 4.10 與 4.11 為本論文所提出之方法的模擬圖，在 PN 為 $\beta = 200\text{Hz}$ ，IQI 的相位不平衡與振幅不平衡為分別為 $\{\phi_1, \phi_2\} = \{-3^\circ, 3^\circ\}$ 與 $\{g_1, g_2\} = \{1.05, 0.95\}$ 之情形下，16-QAM 與 64-QAM 下的補償效應，其中 f 為其回饋次數，而可以從圖中了解本論文所提出之方法較 LSE 的方法好，而且甚至比無 IQI 與 PN 影響時利用 ZF 好，這是由於論文中是利用 EM 演算法，而讓其結果逼近 MLE 法，且經過疊代的方法將使通道響應與 CPE 的估計值更為精準，並也利用一次回饋使信號重新估計，因此比 ZF 的結果好，但當 SNR 愈大時，還是些許的被 ICI 所限制。而圖 4.11 與 4.12 則是當 PN 為 $\beta = 400\text{Hz}$ ，IQI 的相位不平衡與振幅不平衡為分別為 $\{\phi_1, \phi_2\} = \{-5^\circ, 5^\circ\}$ 與 $\{g_1, g_2\} = \{1.1, 0.9\}$ 之情形下，雖然受到之影響很大，但也是還是但從圖中也可了解利用本論文之方法，可以將原本受到 IQI 與 PN 之效應的信號有效地補償。

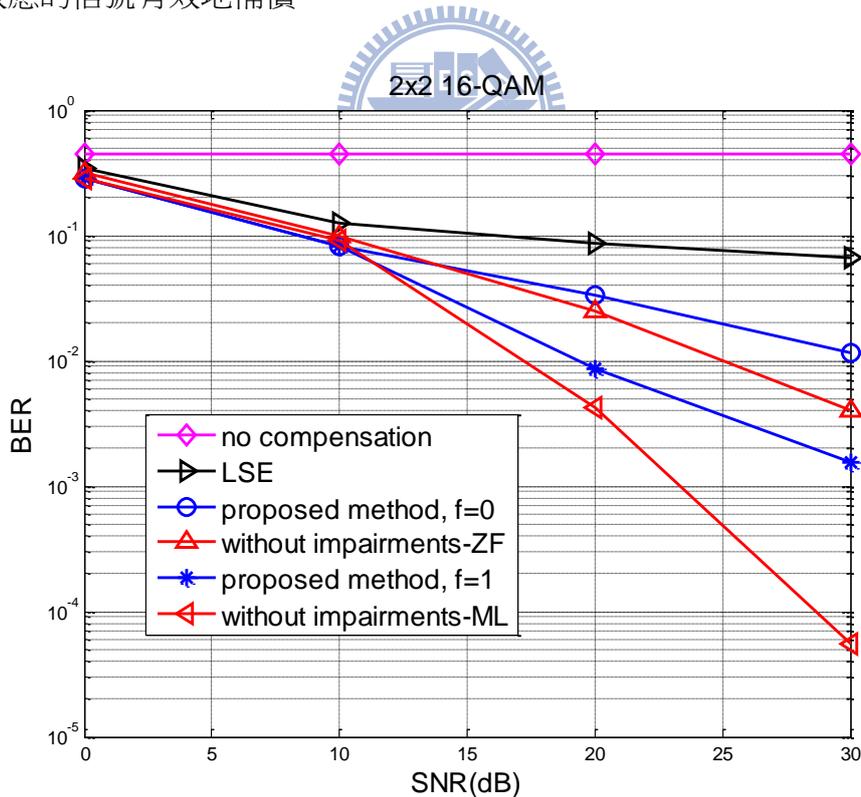


圖 4.10 16-QAM 下 MIMO-OFDM 補償 IQI 與 PN 之效能

$$(\{\phi_1, \phi_2\} = \{-3^\circ, 3^\circ\}, \{g_1, g_2\} = \{1.05, 0.95\}, \beta = 200\text{Hz})$$

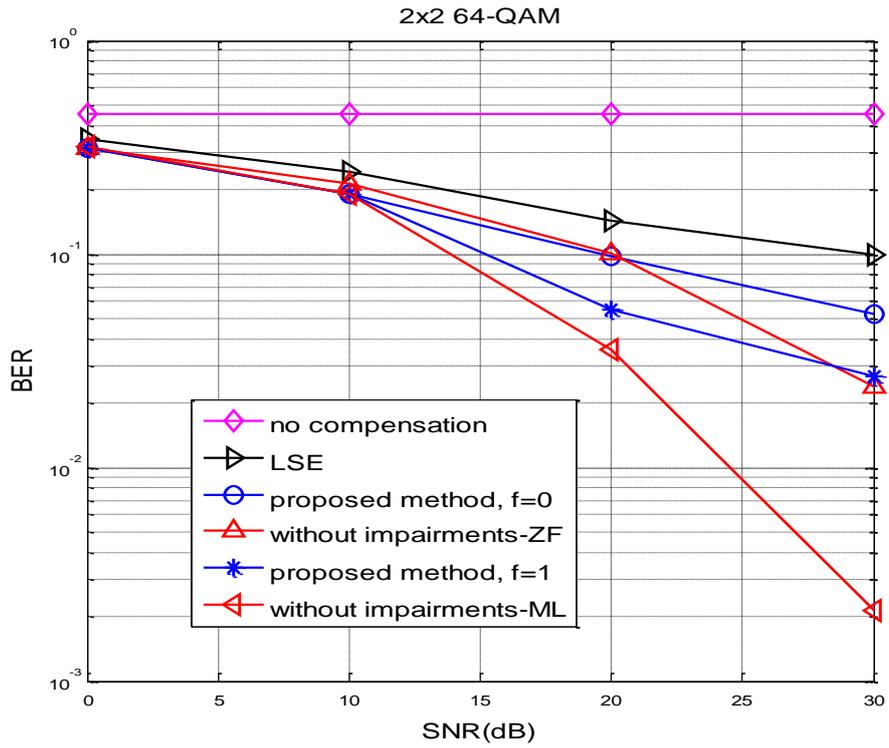


圖 4.11 64-QAM 下 MIMO-OFDM 補償 IQI 與 PN 之效能

$$(\{\phi_1, \phi_2\} = \{-3^\circ, 3^\circ\}, \{g_1, g_2\} = \{1.05, 0.95\}, \beta = 200\text{Hz})$$

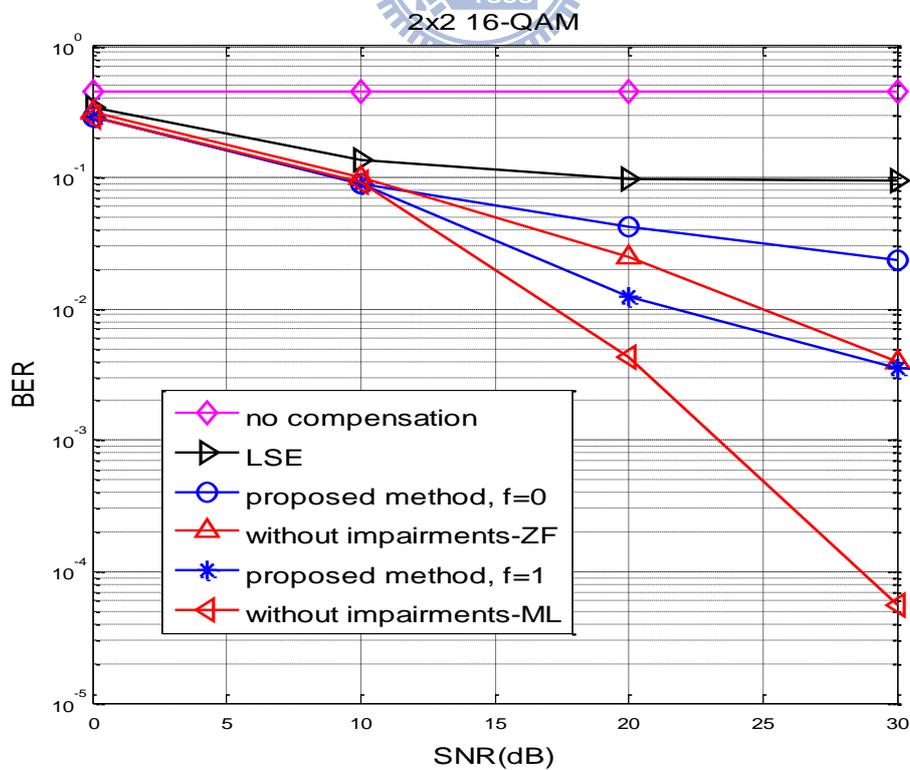


圖 4.12 16-QAM 下 MIMO-OFDM 補償 IQI 與 PN 之效能

$$(\{\phi_1, \phi_2\} = \{-5^\circ, 5^\circ\}, \{g_1, g_2\} = \{1.1, 0.9\}, \beta = 400\text{Hz})$$

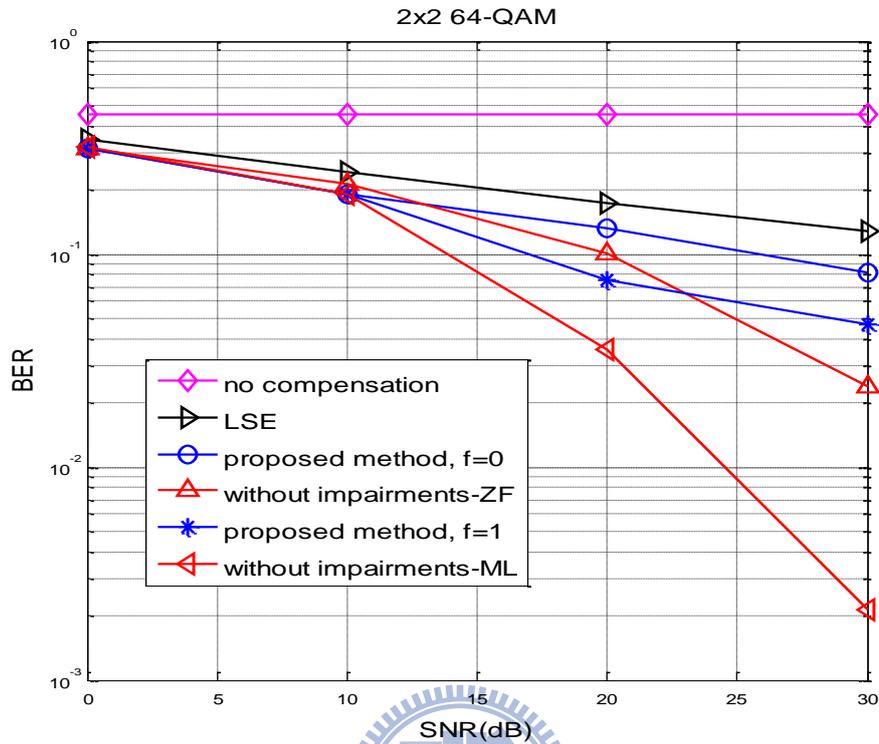


圖 4.13 64-QAM 下 MIMO-OFDM 補償 IQI 與 PN 之效能

$$(\{\phi_1, \phi_2\} = \{-5^\circ, 5^\circ\}, \{g_1, g_2\} = \{1.1, 0.9\}, \beta = 400\text{Hz})$$

4.6 小結

本章介紹了補償方法中所使用的前置碼以及 IQI 與 PN 的補償方法，利用前置碼可同時將通道響應、IQI 以及 PN 中的 CPE 效應初步估計，而再分別利用 IQI 以及 PN 之補償方法補償，而 PN 中利用疊代方法再將通道響應與 CPE 作更精準的估計，而後回饋到 IQI 補償方法中重新補償 IQI。將此補償方法與 LSE 作比較，其結果顯示出所提出之方法可以同時有效地補償 IQI 與 PN。

第五章

結論與未來工作

第二章中，在未來的通訊系統講求高傳輸速率以及高頻譜使用率的環境，因此利用 OFDM 系統之高頻譜使用率以及在頻率選擇性衰減通道下有較好的傳輸性能的優勢下，結合了利用多根傳收與接收天線的 MIMO 系統，其優勢為利用空間維度增加通訊傳輸品質，因此將普遍的採用 MIMO-OFDM 系統作為傳輸系統，而且又同時也要符合低成本、低消耗功率與較小晶片面積的設計目標，因此選用較低成本之直接降頻接收器，直接降頻接收器的特性會使得射頻端產生 IQI 與 PN 之不理想特性，使系統性能降低，限制了傳輸之效率，而且又因為類比電路設計較不易，改進類比電路的設計成本遠比數位電路大上許多，因此則利用數位電路之運算來補償 IQI 與 PN 之不理想特性，因此利用數位電路將不理想特性補償後，則利用 MIMO-OFDM 傳輸則可發揮其優點，達到高傳輸速率以及高頻譜使用率。

第三章中討論 IQI 與 PN 產生之原因與其所產生之效應以及吾人所使用來補償 PN 的 EM 演算法，其中 IQI 的產生，是由於前端電路的實部以及虛部分支的增益不同，以及相位沒有精準地達到九十度，使得信號受到鏡像載波干擾，造成信號失真，而 PN 則是 LO 所產生的震盪信號會有隨機的相位誤差，這種隨機的相位誤差就像是雜訊一般，因此稱作為 PN，而這兩種效應都是因為類比電路之不理想而產生，而且這兩種效應是隨著不同的晶片會產生不同的影響，因此每個類比

電路產生出來都會有不一樣的IQI與PN效應，而IQI是每個系統皆為固定不變的，因此IQI較好補償，而PN會隨著不同的封包產生不同的PN，因此每更新一次封包就須重新估計一次，而IQI效應則是因為信號受到鏡像干擾而會讓星座圖產生旋轉與振幅大小也會改變，PN會對信號產生的影響則為在信號上會發生CPE與ICI之現象，一個是讓信號的星座圖旋轉，而一個讓信號中的符元會被其他符元所干擾，這兩種效應皆會使信號旋轉與振幅改變，導致信號失真，又若此兩種不理想效應同時發生時，將會對信號之失真的影響更為巨大，若又需要提高傳輸速率，利用較高的調變技術，如16-QAM與64-QAM傳輸的話，則若沒有做補償時，則信號將完全無法還原，其系統則會呈現最差的狀態。

第四章中，吾人提出希望可以改變系統設計之情形下，利用原本已有之系統前置碼可同時估計通道響應、IQI 與 CPE，而其所估計之值利用在頻域下之簡單的運算可將 IQI 效應消除，將已補償 IQI 效應之信號利用 EM 演算法疊代後將信號還原並同時也重新估計通道響應、IQI 與 CPE，由於利用前置碼所估計之通道響應、IQI 以及 CPE 可能無法很精準，因此則利用 EM 演算法疊代將通道效應與 CPE 估計的更精準，而利用重新估計之值將其回饋至 IQI 之補償器，IQI 補償器利用較準確的估計值重新將 IQI 補償之，而利用回饋以及疊代的方法，將欲估計之值估計的更加準確，將信號重新運算後，利用領航符元所估計的 ICI 消除，可以有效地補償兩種不理想效應，而改善其傳輸效能。在本論文中，吾人透過模擬圖，驗證吾人所提出的方法之效能，而從模擬圖中也可看出利用其已存在的前置碼，可以順利的同時估計 CPE、IQI 與通道響應，且在只有 IQI 或 PN 之情況下分別利用 IQI 補償器與 PN 補償器補償後也會有很好的結果，而 CPE 與通道響應在經過 EM 演算法疊代之估計後，也使得均方差下降且得到收斂，因此將利用疊代法計算之心估計值回饋到 IQI 補償器，使 IQI 補償器在重新去做補償，而在模擬圖中也可發現，此兩種方法結合後，確實可以順利的同時補償 IQI 與 PN，使其超越與本論文做對照之結合 LSE 之系統，但是經過複雜度分析後也可發現 EM 演算法比 LSE 演算法多一個 N 倍的複雜度，但若同時要求傳輸速率高又要

系統效能好的話，EM 演算法將是一個可行之辦法。

在未來工作中，有一些可以值得再去深入研究，一是在未來的通訊系統中，LTE 最為可能成為下一代行動通訊系統，而 LTE 中的下行鏈路(downlink)則使用 OFDMA 系統傳輸，因此將前置碼重新利用 LTE 系統之設計後，吾人提出補償 IQI 與 PN 之方法可以運用在 LTE 系統中，補償因射頻端所造成之不理想。二為 PN 中之 ICI 效應雖影響信號較 CPE 小，但當 SNR 愈大時，系統之性能愈差，可利用平行干擾消除法(parallel interference cancellation, PIC)將 ICI 更進一步消除，但使用此種方法同時也會使複雜度增加，增加系統之負擔。



參考文獻

- [1] Y. Li and G. L. Stüber, *Orthogonal frequency division multiplexing for wireless communications*, Springer, 2006.
- [2] A. A. Abidi, “Direct-conversion radio transceiver for digital communications,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 30, no. 12, pp. 1399-1410, Dec. 1995.
- [3] C. L. Liu, “Impacts of I/Q imbalance on QPSK-OFDM-QAM detection,” *IEEE Trans. Consumer Electron.*, vol. 44, no. 3, pp. 984-989, Aug. 1998.
- [4] P. Robertson and S. Kaiser, “Analysis of the effects of the phase noise in OFDM systems”, in *Proc. IEEE Int. Conf. on Commun. (ICC95)*, 1995, pp.1652-1657.
- [5] A. Tarighat, R. Bagheri, and A. H. Sayed, “Compensation schemes and performance analysis of IQ imbalances in OFDM receivers,” *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 53, pp. 3257-3268, Aug. 2005.
- [6] S. Wu and Y. Bar-Ness, “A phase noise suppression algorithm for OFDM based WLANs,” *IEEE Commun. Lett.*, vol. 6, no. 12, pp. 535–537, Dec. 2002.
- [7] T. C. W. Schenk, P. F. M. Smulders, and E. R. Fledderus, “Estimation and compensation of TX and RX IQ imbalance in OFDM based MIMO systems,” in *Proc. IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS 2006), San Diego, CA*, Jan. 2006, pp. 215–218.
- [8] M. Windisch and G. Fettweis, “Standard-independent I/Q imbalance compensation in OFDM direct-conversion receivers,” in *Proc. 9th International OFDM Workshop*, Sept. 2004, pp. 57–61.
- [9] Q. Zou, A. Tarighat, and A. H. Sayed, “Joint compensation of IQ imbalance and phase noise in OFDM wireless systems,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 57, no. 2, pp. 404-414, Feb. 2009.

- [10] J. Tubbax, *et al.*, “Compensation of IQ imbalance and phase noise in OFDM systems,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 4, no. 3, pp. 872-877, May 2005.
- [11] S. Tang, *et al.*, “Phase noise suppression in OFDM systems in presence of IQ imbalance,” in *Proc. IEEE Int. Conf. on Commun., Circuits and Systems (ICCCAS)*, Guilin, China, June 2006, pp. 1184-1188.
- [12] P. Rabiei, W. Namgoong, and N. Al-Dhahir, “Low-complexity OFDM channel estimation in the presence of I/Q imbalance and phase noise,” in *Proc. IEEE Global Telecommunications Conf. GLOBECOM’09*, Honolulu, HI, Nov. 2009, pp. 1-5.
- [13] Q. Zou, A. Tarighat, and A. H. Sayed, “On the joint compensation of IQ imbalances and phase noise in MIMO-OFDM systems,” in *Proc. IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, New Orleans, LA, May 2007, pp. 37-40.
- [14] P. Rabiei, W. Namgoong, and N. Al-Dhahir, “Reduced-complexity joint baseband compensation of phase noise and I/Q imbalance for MIMO-OFDM systems,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 9, no. 11, pp. 3450-3460, Nov. 2010.
- [15] P. Rabiei, W. Namgoong, and N. Al-Dhahir, “Performance comparison of MIMO-OFDM transmission schemes in the presence of I/Q imbalance and phase noise with application to IEEE 802.11N,” in *Proc. IEEE International Conference on Acoustics Speech and Signal Processing (ICASSP)*, Dallas, TX, March 2010, pp. 3302-3305.
- [16] T. C. W. Schenk, *RF imperfections in high-rate wireless systems: impact and digital compensation*, Springer Publisher, Feb. 2008.
- [17] J.-H. Lee, J.-S. Yang, S.-C. Kim, and Y.-W. Park, “Joint channel estimation and phase noise suppression for OFDM systems,” in *Proc. IEEE 61st Veh. Technol. Conf. (VTC)*, vol. 1, pp. 467–470, May 2005.
- [18] T. Moon, “The expectation-maximization algorithm,” *IEEE Signal Process.*

Magazine, vol. 13, no. 6, pp. 47–60, 1996.

- [19] S. M. Kay, *Fundamentals of Statistical Signal Processing, Volume I: Estimation Theory*, Prentice-Hall, 1993.
- [20] R. van Nee and R. Prasad, *OFDM for wireless multimedia communication*, Artech House Boston London, 2000.
- [21] Y. Li, J. H. Winters, and N. R. Sollenberger, “MIMO-OFDM for wireless communications: signal detection with enhanced channel estimation,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, no. 9, pp. 1471-1477, Sep. 2002.
- [22] B. Razavi, *RF microelectronics*, Prentice-Hall, 1998.
- [23] P.-I. Mak, S.-P. U, and R. P. Martins, “Transceiver architectural selection: review, state-of-the-art survey and case study,” *IEEE Circuits and Systems Magazine*, 2nd Issue, pp. 6–25, 2007.
- [24] C. Garuda and M. Ismail, “A multi-standard OFDM-MIMO transceiver for WLAN applications,” in *Proc. 48th IEEE Int'l Midwest Symp. on Circuits and Systems*, vol. 2, Covington, KY, Aug. 2005, pp. 1613-1616.
- [25] B. Razavi, “Design considerations for direct-conversion receivers,” *IEEE Trans. on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing*, vol. 44, no. 6, pp. 428–435, June 1997.
- [26] M. Windisch and G. Fettweis, “Performance degradation due to I/Q imbalance in multi-carrier direct conversion receivers: A theoretical analysis,” in *Proc. IEEE Int. Conf. on Commun.*, Istanbul, Turkey, June 2006, pp.257-262.
- [27] P. F. M. Smulders, “Exploiting the 60 GHz band for local wireless multimedia access: prospects and future directions,” *IEEE Commun. Magazine*, vol. 40, pp. 140–147, July 2002.
- [28] A. Demir, A. Mehrotra, and J. Roychowdhury, “Phase noise in oscillators: a unifying theory and numerical methods for characterization,” *IEEE Trans. on Circuits and Systems*, vol. 47, no. 5, pp. 655–674, May 2000.

- [29] X. Wautelet, C. Herzet, A. Dejonghe, J. Louveaux, and L. Vandendorpe, "Comparison of EM-based algorithms for MIMO channel estimation," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 55, no. 1, pp. 216-226, Jan. 2007.
- [30] C. N. Georghiades and J. C. Han, "Sequence estimation in the presence of random parameters via the EM algorithm," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 45, no. 3, pp. 300–308, March 1997.
- [31] A. P. Dempster, N. M. Laird, and D. B. Rubin, "Maximum likelihood from incomplete data via EM algorithm," *Journal of the Royal Statistical Society*, vol. 39, no. 1, pp. 1–38, Jan. 1977.

