

國立交通大學

電信工程學系碩士班

碩士論文

正交分頻多工系統之

I-Q 不平衡補償與 ISI 消除



I-Q Imbalance Compensation and ISI Mitigation
in OFDM Systems

研究生：蔡國仁

指導教授：吳文榕 博士

中華民國九十三年六月

正交分頻多工系統之 I-Q 不平衡補償與 ISI 消除

I-Q Imbalance Compensation and ISI Mitigation

in OFDM Systems

研 究 生：蔡國仁

Student : Guo-Ren Tsai

指導教授：吳文榕 博士

Advisor : Dr. Wen-Rong Wu

國 立 交 通 大 學

電信工程學系碩士班

碩 士 論 文



Submitted to Institute of Communication Engineering
College of Electrical Engineering and Computer Science

National Chiao-Tung University

in Partial Fulfillment of the Requirements

for the Degree of

Master of Science

In

Communication Engineering

June 2004

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十三年六月

正交分頻多工系統之 I-Q 不平衡補償與 ISI 消除

研究生: 蔡國仁

指導教授: 吳文榕 博士

國立交通大學電信工程學系碩士班

摘要

正交分頻多工(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)是一種高速資料傳輸的技術，在正交分頻多工系統中常會遇到的一個問題是 I-Q 通道間存在著振幅不平衡以及相位不平衡。I-Q 不平衡的問題會嚴重地影響系統效能，許多補償的方法已被提出；然而，在有載波頻率偏移的情況下，絕大部分的 I-Q 不平衡補償方法都將變得無效。在本論文中，我們提出一新方法來解決此問題，此方法在載波頻率偏移存在的情況下，依然能夠有效地預估出振幅及相位不平衡的偏差量。

此外，我們也將探討正交分頻多工系統中之 ISI 問題，解決此問題的作法一般是利用時域等化器(Time-domain equalizer)來縮短通道響應的長度。然而，時域等化器的方法並無法有效適用於複雜的無線通道環境中，因此，我們提出一決策迴授等化的新方法來有效地移除 ISI，同時提升系統的效能。最後將以歐規數位電視地面廣播(DVB-T)之規格為標準進行實際模擬，藉以驗證本論文提出之演算法的有效性。

I-Q Imbalance Compensation and ISI Mitigation in OFDM Systems

Student : Guo-Ren Tsai

Advisor : Dr. Wen-Rong Wu

Institute of Communication Engineering
National Chiao-Tung University
Hsin-Chu, Taiwan 30050

Abstract

Orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) is a promising transmission technology for high data rate communications. One problem arising in the OFDM system is the gain and the phase mismatch between I-Q oscillators. It has been shown that the I-Q imbalance problem can significantly affect the performance of OFDM systems. Many I-Q imbalance compensation methods have been proposed; however, most of them are not valid in the presence of frequency offset. In this thesis, we propose a novel method to solve the problem. This method can effectively estimate the gain and phase mismatch disregarding the frequency offset. We also investigate the ISI problem in OFDM systems. A common remedy for this problem is to apply a time-domain equalizer (TEQ) such that the channel impulse response can be shortened. However, the TEQ approach is not effective for complex wireless channels. We then propose a decision feedback equalization method that can effectively remove ISI and at the same time enhance the detection performance. Finally, computer simulations based on DVB-T specification are conducted to demonstrate the effectiveness of the proposed algorithms.

誌 謝

本篇論文得以順利完成，首先要特別感謝我的指導教授 吳文榕博士，在課業學習與論文研究上不厭其煩的指導。同時感謝口試委員李大嵩教授與張大中教授，對本篇論文提出寶貴意見與建議，使得論文內容更佳充實、完備。

另外，我要感謝謝雨濤學長、陳仁智學長、楊華龍學長、李彥文學長和許兆元學長在研究上不吝指導，且同時感謝寬頻傳輸與訊號處理實驗室所有同學與學弟妹們的幫忙，最後感謝我家人及女友給予我在精神上最大的鼓勵與支持，使得我可以順利地完成碩士學位。



目 錄

中文摘要.....	I
英文摘要.....	II
誌謝.....	III
目錄.....	IV
表目錄.....	VI
圖目錄.....	VII
第一章 簡介.....	1
第二章 歐規數位電視地面廣播傳輸標準介紹.....	4
2.1 前言.....	4
2.2 通道編碼.....	5
2.3 亂碼器.....	6
2.4 外編碼器.....	7
2.5 外交錯器.....	7
2.6 內編碼器.....	8
2.7 內交錯器.....	10
2.8 調變.....	12
2.8.1 OFDM 調變.....	12
2.8.2 碼框架構.....	13
第三章 正交分頻多工系統之介紹.....	18
3.1 OFDM 的頻譜效率.....	18
3.2 OFDM 訊號模型.....	19
3.3 保護區間的放置.....	22
3.4 同步—碼框時序、頻率偏移及通道估計.....	23
3.4.1 碼框時序與頻率偏移之估計.....	24
3.4.2 通道估計.....	25

3.5	OFDM 系統之優缺點比較.....	27
第四章	OFDM 系統之 I-Q 不平衡.....	28
4.1	I-Q 不平衡之效應.....	28
4.2	現存之 I-Q 不平衡補償方法.....	32
4.2.1	適應性頻域等化器.....	32
4.2.2	適應性時域補償器.....	34
4.2.3	決策迴授修正架構.....	36
4.3	載波頻率偏移與 I-Q 不平衡同時存在之補償方法.....	38
4.3.1	碼框時序與頻率偏移之估計.....	38
4.3.2	在載波頻域偏移下之 I-Q 不平衡補償機制.....	40
4.4	模擬結果分析.....	42
第五章	OFDM 系統 ISI 消除.....	51
5.1	MMSE 最佳解.....	52
5.2	時域適應性演算法.....	54
5.3	最佳通道響應縮減.....	55
5.4	碼框決策迴授等化器.....	58
5.5	模擬結果分析.....	61
第六章	結論.....	69
	參考文獻	71

表 目 錄

表 2.1	不同編碼率對應之傳輸順序.....	9
表 2.2	不同編碼率對應之傳輸順序.....	17
表 4.1	多路徑通道模型.....	42



圖目錄

圖 2.1	DVB-T 系統架構圖.....	4
圖 2.2	亂碼器方塊圖.....	7
圖 2.3	迴旋交錯器及解交錯器.....	8
圖 2.4	內編碼器.....	9
圖 2.5	迴旋乘積編碼器(code rate: 1/2).....	9
圖 2.6	非層次結構模式之內交錯器(64-QAM).....	10
圖 2.7	層次結構模式之內交錯器(64-QAM).....	10
圖 2.8	64-QAM 調變星狀圖.....	12
圖 2.9	OFDM 頻譜示意圖.....	13
圖 2.10	DVB-T 圖框架構.....	14
圖 2.11	連貫性嚮導訊號位置圖.....	15
圖 2.12	散佈性嚮導訊號位置圖.....	15
圖 3.1	OFDM 各次載波之頻譜.....	18
圖 3.2 (a)	次載波頻寬分配之傳統多載波系統.....	19
圖 3.2 (b)	次載波頻寬分配之 OFDM 系統.....	19
圖 3.3	連續時間 OFDM 系統調變解調架構.....	20
圖 3.4	基於快速傅立葉轉換之正交分頻多工系統.....	21
圖 3.5	加上保護區間之正交分頻多工符元.....	22
圖 3.6	包含保護區間之符元對於取樣時序誤差之容忍.....	22
圖 3.7	有保護區間之符元經過雙重路徑之接收訊號說明圖.....	23
圖 3.8	利用 CP 來預估碼框時序以及頻率偏移.....	25
圖 3.9	DVB-T 中散佈性嚮導訊號之週期性組成.....	26
圖 4.1	不完美正交降頻解調模型.....	29
圖 4.2	I-Q 不平衡效應之影響.....	31
圖 4.3	I-Q 不平衡對系統效能之影響.....	31

圖 4.4	適應性頻域等化器架構圖.....	33
圖 4.5	two-taps 等化器架構圖.....	33
圖 4.6	適應性時域補償器方塊圖.....	35
圖 4.7	載波頻率偏移與 I-Q 不平衡同時存在之接收機模型.....	39
圖 4.8	載波頻率偏移與 I-Q 不平衡同時存在之等效接收機模型.....	40
圖 4.9	AWGN 通道下使用適應性頻域等化器補償 I-Q 不平衡 效應模擬圖.....	45
圖 4.10	多路徑通道下使用適應性頻域等化器補償 I-Q 不平衡 效應模擬圖.....	45
圖 4.11	AWGN 通道下使用適應性時域補償器補償 I-Q 不平衡 效應模擬圖.....	46
圖 4.12	多路徑通道下使用適應性時域補償器補償 I-Q 不平衡 效應模擬圖.....	46
圖 4.13	AWGN 通道下適應性頻域等化器與適應性時域補償器 效能比較圖.....	47
圖 4.14	多路徑通道下適應性頻域等化器與適應性時域補償器 效能比較圖.....	47
圖 4.15	AWGN 通道下使用決策迴授修正架構補償 I-Q 不平衡 效應模擬圖.....	48
圖 4.16	多路徑通道下使用決策迴授修正架構補償 I-Q 不平衡 效應模擬圖.....	48
圖 4.17	之預估值與真正值比較圖.....	49
圖 4.18	之預估值與真正值比較圖.....	49
圖 4.19	AWGN 通道下使用新方法補償 I-Q 不平衡效應之模擬圖...50	
圖 4.20	多路徑通道下使用新方法補償 I-Q 不平衡效應之模擬圖...50	
圖 5.1	等化器架構圖.....	52
圖 5.2	通道 1 之脈衝響應.....	62

圖 5.3	通道 2 之脈衝響應.....	62
圖 5.4	通道 3 之脈衝響應.....	63
圖 5.5	通道 1 以 LMS 縮減後之響應.....	63
圖 5.6	通道 1 之縮短後響應與目標響應.....	64
圖 5.7	通道 2 以 LMS 縮減後之響應.....	64
圖 5.8	通道 2 之縮短後響應與目標響應.....	65
圖 5.9	通道 3 以 LMS 縮減後之響應.....	65
圖 5.10	通道 3 之縮短後響應與目標響應.....	66
圖 5.11	通道 1 以 MSSNR 縮減後之響應.....	66
圖 5.12	通道 2 以 MSSNR 縮減後之響應.....	67
圖 5.13	通道 3 以 MSSNR 縮減後之響應.....	67
圖 5.14	通道模型.....	68
圖 5.15	使用 FDFE 解決當通道脈衝響應長度大於 CP 長度時 之模擬結果.....	69



第一章 簡介

隨著科技與無線通訊技術的與日遽增，人們對於通訊的傳輸速率要求也越來越高。而正交分頻多工(OFDM)技術，其高速率傳輸的能力與對抗多重路徑效應的特性，是無線傳輸中最重要的技術之一。目前 OFDM 技術已被採用為多種傳輸技術標準。在有線環境中，主要應用於非對稱數位用戶迴路(Asymmetric Digital Subscriber Loop, ADSL)，DMT(Discrete Multi-Tone)是 OFDM 在有線應用上之另一名稱。此外，在無線的傳輸環境中，目前 OFDM 為歐規(ETSI)數位音訊廣播(Digital Audio Broadcasting, DAB)及數位電視廣播(Digital Video Broadcasting, DVB)標準所採用，還有在 IEEE 802.1x 系列傳輸標準中，目前已確定許多規範採用 OFDM 技術來傳送高速率之無線區域網路資料。

在無線傳輸的環境下，傳送與接收器的非理想特性會對訊號產生影響，如類比電路元件間的不匹配造成 I-Q 通道不平衡的效應，振盪器的頻率飄移造成載波間的干擾(ICI)等，本論文首先探討 I-Q 不平衡效應，我們將介紹三種現存之演算法來針對 I-Q 不平衡效應作修正處理，分別是適應性頻域等化器[4] (Adaptive Frequency-domain equalizer, AFEQ)、適應性時域補償器[5] (Adaptive Time-Domain Compensator, ATDC)及決策迴授修正架構[6] (Decision-Feedback Correction Scheme, DFCS)。適應性頻域等化器是利用 pilot 訊號訓練來得到最後收斂的等化器係數，進而用來修正訊號，此方法可以同時解決因通道效應及 I-Q 不平衡效應所產生的失真問題，但缺點是等化器係數收斂的速度較慢。適應性時域補償器則是基於干擾消除(Interference Cancellation)的原理來運作的，此方法之效能非常好，幾乎可以把 I-Q 不平衡效應完全給移除掉，而且並未使用到 pilot 訊號，但缺點同樣是補償器的係數收斂速度很慢。而決策迴授修正架構主要是把所接收到的失真訊號先作決策的動作，進而迴授用來修正訊號，此方法有個限制，

便是 I-Q 不平衡效應不能太大，因為若 I-Q 不平衡效應太大的話，則在對接收到的失真訊號作決策的動作時明顯地會有較大的決策錯誤，因而影響到效能。

上述所提及之三種現存演算法都只能單一地處理 I-Q 不平衡效應問題，若同時再考慮載波頻率偏移的情況，則上述之三種方法皆無法有效地運作，因此在本論文中，我們將提出一種新的演算法來解決當 I-Q 不平衡效應以及載波頻率偏移同時存在之情況。

此外，符元間干擾(Inter-Symbol-Interference, ISI)亦會對訊號造成破壞，使收到的資料解調錯誤，因此本論文第二部分即探討如何能夠有效地抑制 ISI。在 OFDM 系統中對抗 ISI 的有效方法就是在每個 symbol 之前加上一段保護區間(Guard interval)，其長度必須大於等於通道響應的長度。因此通道響應若很長時，Guard interval 也要很長，然而在這段 Guard interval 裡並無法傳送資料，造成頻寬使用效率的降低，亦減少系統的整體傳輸量。為了解決此問題，我們可以在接收端加上一濾波器，將通道響應的長度縮減至 Guard interval 以內，此濾波器即所謂的時域等化器(TEQ)。

求取 TEQ 係數的方法有很多種，最早是由 Chow 和 Cioffi [11]所提出的最小均方誤差(Minimum Mean Square Error, MMSE)演算法，其參數求取原理是求得目標脈衝響應(Target Impulse Response, TIR)和縮短脈衝響應(Shortening Impulse Response, SIR)之間的均方誤差值，使其達到最小。由於其牽涉到反矩陣運算，以及需要估計通道的統計特性，因此有以適應性遞迴求解的替代方法，目前此種演算法在商業上被廣泛的運用。不過由於 OFDM 系統的特性，此法並不保證能達到最佳系統效能的情況。另外作者 Melsa [12]提出以縮短通道脈衝響應，求得最大的縮減訊雜比(Shortening SNR, SSNR)來決定 TEQ 的係數。這種方法雖然能得到不錯的縮減效果，但需作矩陣之運算，實際應用有困難。上述之使用 TEQ 來縮短通道脈衝響應以避免 ISI 的方法，並無法適用於任何的通道狀況下，當通道狀況很差

時，上述之方法皆無法有效地運作，因此，在本論文中，我們提出一種新的演算法來降低 ISI 的影響，其主要原理是將前一個 symbol 對於目前 symbol 所產生的干擾項直接扣除，此方法在任何通道情況下皆能適用，但缺點是計算複雜度較高。

本論文將以數位電視為應用範例，研究上述之主題。在接下來的章節中，第二章將介紹歐規數位電視地面廣播之規格。第三章則詳細介紹 OFDM 的系統架構及其調變原理以及重要的同步問題。第四章將探討 I-Q 不平衡效應對系統所造成的影響，並且介紹三種現存之補償架構，最後提出新的演算法來解決當 I-Q 不平衡效應以及載波頻率偏移同時存在之情況，藉由模擬結果來觀察其系統效能並討論其優缺點。第五章則描述如何有效地抑制 ISI，包括幾種常見的時域等化器(TEQ)架構以及所提出之新的演算法，同樣地藉由模擬結果來觀察其系統效能並討論其優缺點。第六章則是最後的結論。



第二章 歐規數位電視地面廣播(DVB-T)傳輸標準介紹

數位電視廣播相較於傳統的類比電視廣播，除了可以提供更高畫質與更好音質的節目以及更佳頻譜使用效率之外，更重要是它能夠提供各種數據服務。目前，全球數位地面電視廣播(Digital Terrestrial Television Broadcasting; DTTB)標準包括有：美規 歐規 以及日規 其中以歐規 DVB-T 為最多國家所採用。歐規數位電視傳輸標準，主要包含了通道編碼、正交多工調變技術以及導頻插入技術等，將於本章節中做一詳細之介紹。

2.1 前言：

隨著數位化的時代來臨，電視廣播也逐漸從傳統的類比式系統轉換成數位式系統，正如行動通訊從第一代的類比式系統演進到第二代以語音為主和第三代能夠提供多媒體服務的數位式系統。數位式視訊廣播系統能夠克服現有類比系統因地形地物因素造成接收不良或忽強忽弱的現象，提供更高畫質與更佳音質的節目。同時，頻譜的使用也更為有效率，在同一頻寬可以傳送更多的節目。更重要的一點，數位視訊廣播能夠提供數據廣播(data broadcasting)所衍生的各種增值服務。

數位視訊廣播媒介包括：有線、衛星、微波、地面等方式。數位地面視訊廣播標準包括有美規的 ATSC (Advanced Television Systems Committee) [1]，歐規的 DVB-T (Digital Video Broadcasting - Terrestrial) [2]，以及日本的 ISDB-T (Integrated Services Digital Broadcasting - Terrestrial)。其中美規 ATSC 是在 1996 年 12 月被美國 FCC (Federal Communications Commission) 採用，成為美國數位地面電視廣播標準，並於 1998 年 11 月開始在都會區播放數位電視節目。

歐規 DVB-T 是在 1997 年 2 月獲得歐洲電信標準協會(European Telecommunication Standard Institute ; ETSI)認可，成為歐洲數位地面電視

廣播標準。除了歐洲國家外，確定採用 DVB-T 標準尚包括有：澳洲、紐西蘭、巴西、新加坡。我國原選擇 ATSC 標準，然而於 2001.5.24 公聽會後，政府決定對標準採取技術中立。電視學會於 2001.6.8 決定採 DVB-T 標準，並且以呈報交通部電信總局通過。至目前，除了英國 British Digital Broadcasting 率先於 1998 年 11 月開始提供數位地面電視廣播服務之外，還包括有：瑞典、芬蘭、西班牙以及澳洲。日本於 1997 年 10 月公佈數位地面廣播暫定的相關規格。原訂於 2000 年全面廣播。由於日本正處於經濟蕭條之際，所以數位地面電視廣播時程將延緩至 2003 年實施。

2.2 通道編碼 (Channel Coding)

DVB-T 標準採用 COFDM(Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing)技術，如同一般的數位傳輸系統可以概分為通道編碼 / 解碼 (channel coding/decoding)及調變 / 解調(modulation/demodulation)兩大部份。DVB-T 系統架構圖如圖 2.1 所示，如 DVB 標準所規定，個別節目之影像及聲音需經過 MPEG-2 壓縮技術，再經由 MPEG-2 多工傳送之處理，變為一長串之傳送資料流封包(Transport Stream Packet)。圖 2.1 中左方的區塊為通道編碼的部分，右方則為調變的部份。通道編碼部份包括有：亂碼器(randomizer)、外編碼器(outer coder)、外交錯器(outer interleaver)、內編碼器(inner coder)和內交錯器(inner interleaver)。在正交多工調變傳輸技術中，另提供了階層式(Hierarchical)傳輸技術架構，此一技術之觀念在於同時提供兩種不同傳輸資料量之節目資料流，此兩種資料流在經過不同通道編碼技術後，再透過不同的調變映成技術，如低傳輸量節目以 QPSK 方式傳輸，高傳輸資料量以 16QAM 方式傳輸，藉由映成技術，使其在星狀圖上被視為 64QAM 調變技術，但接收機方面卻可分別解調出此兩種調變方式不同之節目資料流，藉以提供行動及固定接收兩種不同等級之服務模式。

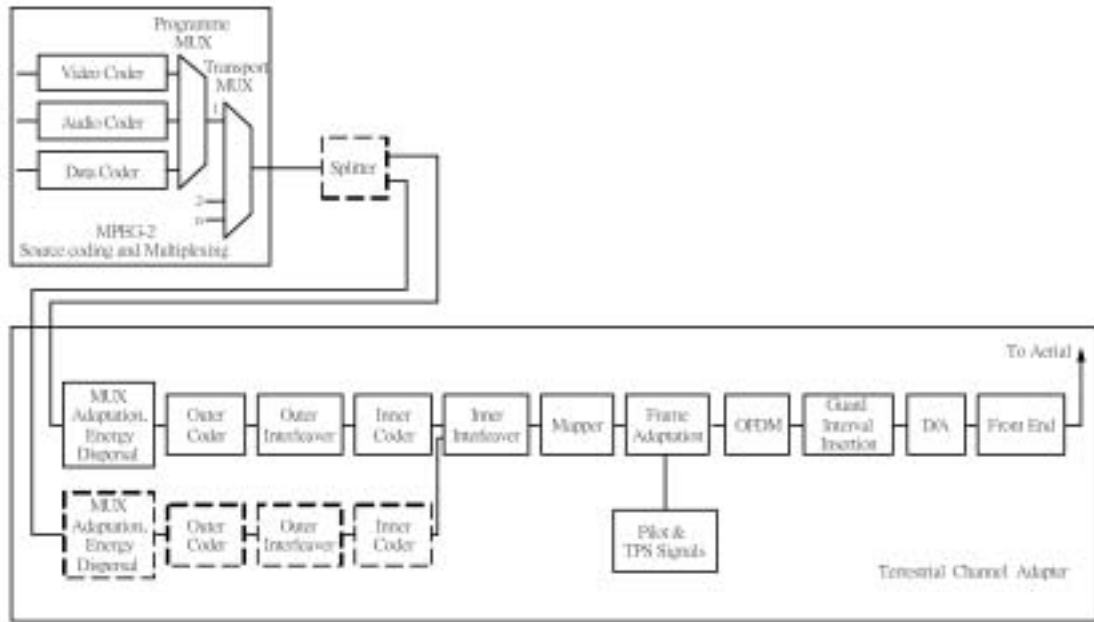


圖 2.1 DVB-T 系統架構圖

2.3 亂碼器 (Randomizer)

通道編碼的第一個處理單元就是亂碼器。其輸入資料之格式是一個長度為 188 位元組(bytes)的 MPEG 運輸封包。每個封包包含一個同步位元組(sync byte)和 187 個資料位元組(data bytes)。亂碼器不會改變一個封包的長度，只是將資料(同步位元組例外)和一串所謂的 PRBS (Pseudo Random Binary Sequence)作 Exclusive-OR 的運算，如圖 2.2 這個 PRBS 序列可利用一個 16-bit 之 shift register 來產生，在一般情形下，原始資料很有可能出現一長串的"1"或"0"。亂碼器主要目的在於降低傳送一長串的"1"或"0"之機率，以避免在接收端作時脈回復(time recovery)造成不良後果。例如，當有連續 1000 個"0"傳送時，接收端可能會很難決定到底是 999 個或是 1000 個或是 1001 個"0"。在接收端，其對應的解亂碼器(de-randomizer)只需要將相同的 PRBS 與接收到的資料 (同步位元組除外)作 Exclusive-OR 運算就可得到原來的資料。在歐規數位電視標準中產生 PRBS 之多項式產生器之方程式為 $1+X^{14}+X^{15}$ 。

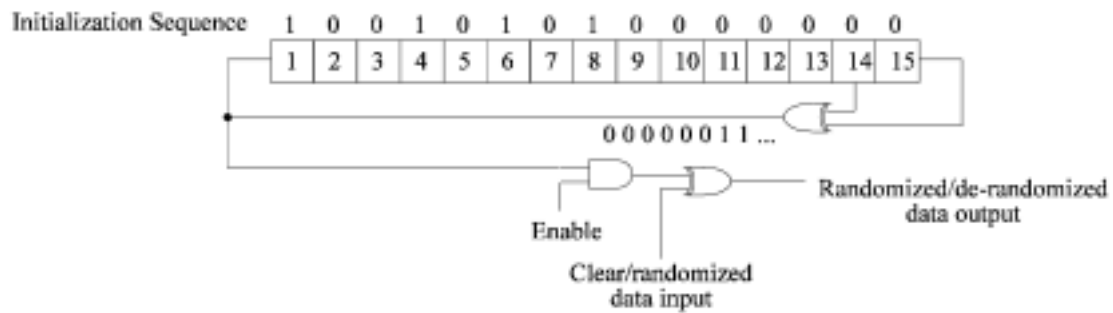


圖 2.2 亂碼器方塊圖

2.4 外編碼器 (Outer Coder)

接在亂碼器之後的是外編碼器，使用的編碼方式為 Reed-Solomon code (RS 碼)。此 RS 編碼器的輸入是長度為 MPEG 188 位元組的封包，並計算出長度為 16 位元組的 parity，並將之加在原來 188 位元組的封包之後成為一個長度為 204 位元組的封包。這個長度為 204 位元組的封包在傳送過程中如果發生錯誤，只要錯誤的個數不超過 8 個位元組，接收端的 RS 解碼器就能夠將錯誤糾正回來。這樣的 RS 碼可以寫成 $RS(204,188,t=8)$ 。其碼產生(Code Generator)多項式為 $g(x)=(x+\lambda^0)(x+\lambda^1)(x+\lambda^2)\cdots(x+\lambda^{15})$ ，場產生(Field Generator)多項式為 $p(x)=x^8+x^4+x^3+x^2+x^1$ 。

2.5 外交錯器 (Outer Interleaver)

RS 編碼器主要功用是用來糾正隨機雜訊(random noise)所造成的錯誤，這種錯誤的發生通常是零零散散的。然而，在傳送過程中，有些時候會有一連串錯誤(burst error)發生，這種錯誤很可能會超過 RS 編碼的錯誤糾正能力。其解決之方法就是：在資料傳送之前，先把原來同一封包的資料打散到數個不同的封包去。換言之，傳送中同一封包的資料是來自於原先數個不同封包的部份資料。如此一來，當傳輸過程中發生一連串錯誤時，這些錯誤將分屬於原先數個不同的封包。因此，每一個封包所發生錯誤的個數就可減少。於是，RS 解碼器就能夠把錯誤糾正回來。交錯器(interleaver)是傳送端用來把要傳送的資料打散到不同封包的裝置；在接收

端，其對應的處理單元為解交錯器(de-interleaver)。其目的是把原來被交錯到不同封包的資料恢復回原來的地方。解錯器方式可分為區塊交錯(block interleaving)和迴旋交錯(convolutional interleaving)兩種方式。DVB-T 標準是採用迴旋交錯方式。圖 2.3 是迴旋交錯器和迴旋解交錯器的概念圖。

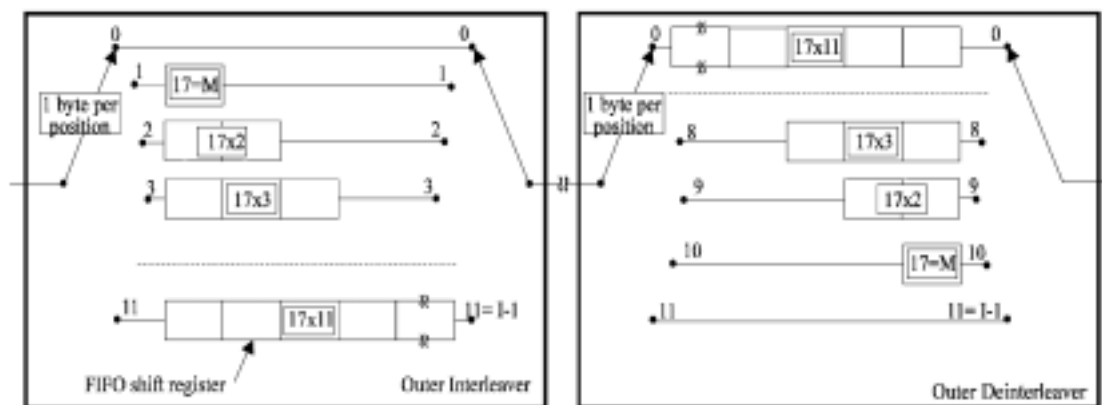


圖 2.3 迴旋交錯器及解交錯器

2.6 內編碼器 (Inner Coder)

在高雜訊及干擾嚴重的傳輸媒介中，為了讓資料能在傳送過程中得到足夠的保護，往往在外編碼 (RS 編碼) 之後再加上一級編碼 - 內編碼 (inner coding)。在 DVB-T 標準中，內編碼器可細分為兩個工作單元：迴旋乘積編碼器(convolutional encoder)和打孔器(puncturing unit)，如圖 2.4 所示。這個迴旋乘積編碼器是由一個長度為 6 之 shift register 和 modulo-2 加法器組成，如圖 2.5 所示。一個位元(bit)的輸入將會產生兩個位元的輸出。也就是說，需要傳送的資料量是原來資料量的兩倍，其編碼率(code rate) 為 1/2。因此，編碼效率(coding efficiency) 只有 1/2。為了能夠提供較高的編碼效率(當然需要犧牲一些錯誤糾正能力)，實施方法就是不要將每個位元的輸入所產生的兩個位元都傳送出去。打孔器就是用來有規則地選擇所產生兩個位元的其中之一或全部送到下一級。在 DVB-T 標準中，總共提供了五種編碼率之選擇：1/2、2/3、3/4、5/6、以及 7/8。表 2.1 列出在不同編碼率所對應之傳輸順序(transmitted sequence)。

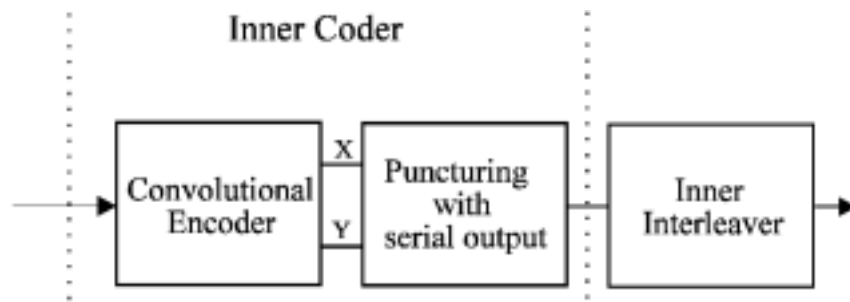


圖 2.4 內編碼器

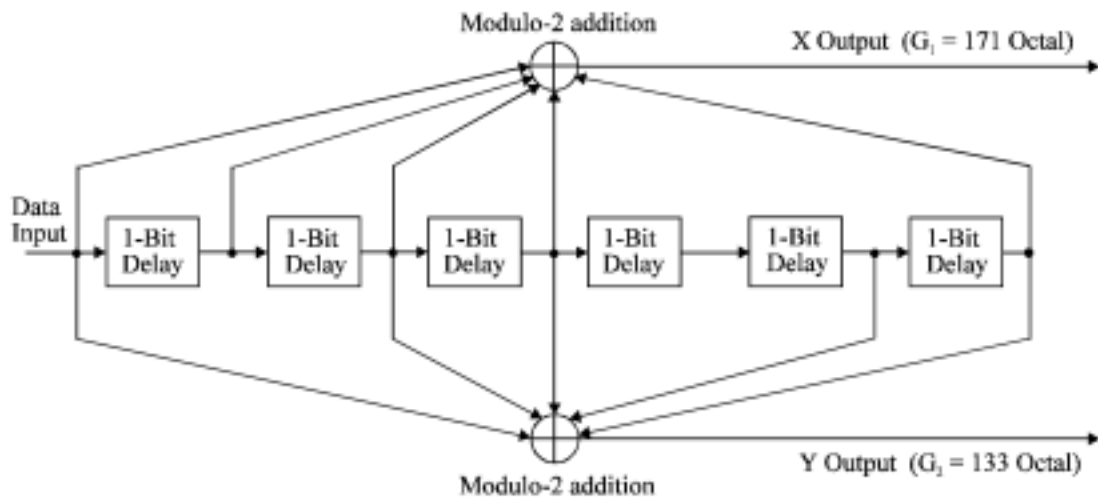


圖 2.5 迴旋乘積編碼器(code rate : 1/2)

表 2.1 不同編碼率對應之傳輸順序

Code Rates r	Puncturing pattern	Transmitted sequence (after parallel-to-serial conversion)
1/2	X: 1 Y: 1	$X_1 Y_1$
2/3	X: 10 Y: 11	$X_1 Y_1 Y_2$
3/4	X: 101 Y: 110	$X_1 Y_1 Y_2 X_3$
5/6	X: 10101 Y: 11010	$X_1 Y_1 Y_2 X_3 Y_4 X_5$
7/8	X: 1000101 Y: 1111010	$X_1 Y_1 Y_2 Y_3 Y_4 X_5 Y_6 X_7$

2.7 內交錯器 (Inner Interleaver)

內交錯器共有兩種工作模式：非層次結構(non-hierarchical) 模式和層次結構(hierarchical) 模式。它包括一個以位元為處理單位的位元交錯器(bit interleaver)與以符號為處理單位的符號交錯器(symbol interleaver)。圖 2.6 與圖 2.7 分別是非層次結構模式和層次結構模式之內交錯器結構圖 (圖中是以 64-QAM 為例)。

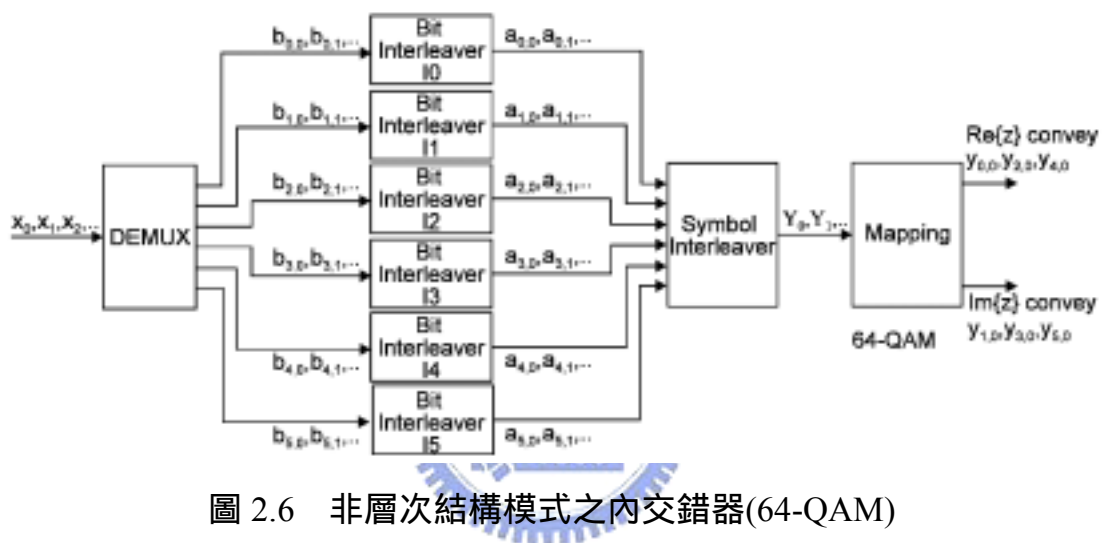


圖 2.6 非層次結構模式之內交錯器(64-QAM)

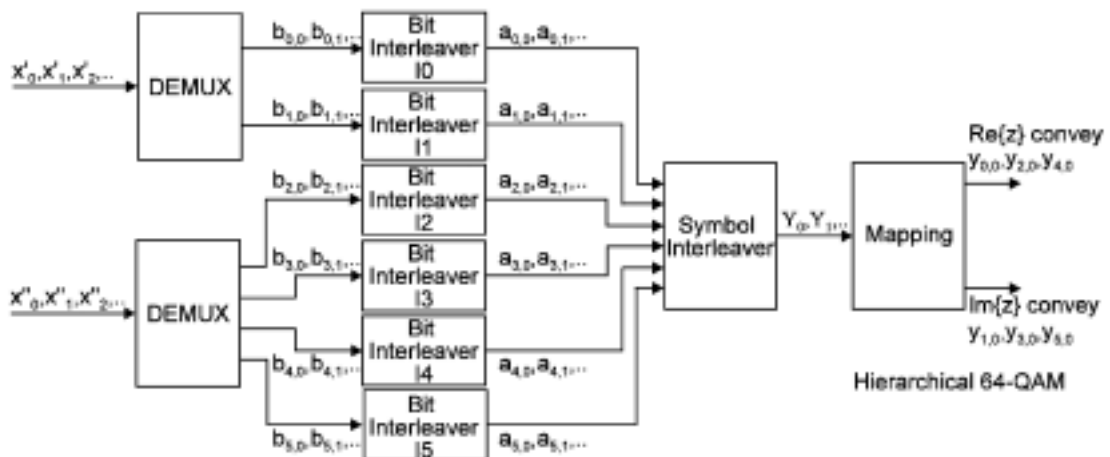


圖 2.7 層次結構模式之內交錯器(64-QAM)

資訊傳送之前將會編碼成 QPSK、16-QAM 或 64-QAM 等二維訊號。由於每一個 QPSK、16-QAM 和 64-QAM 符號分別包含有二個、四個和六個位元的資料，內編碼器所產生的位元流(bit-stream)會依據所使用的調變方式(QPSK、16-QAM 或 64-QAM)被 de-multiplexed 成二個、四個或六個次位元流(sub-streams)。每一次位元流都會各別作不同位元交錯處理。因此，連續的位元會被分配到不同的符號。符號交錯器則是將各個符號對應到(mapping) OFDM 符號中不同的次載波(sub-carrier)。次載波將會在下一章節介紹。

在層次結構模式中 (以 64-QAM 為例)，較重要的資訊 (x_0, x_1, \dots) 所對應的兩個位元流希望以錯誤率較低的 QPSK 方式來傳送，次要的資訊 (y_0, y_1, \dots) 所對應的四個位元流則希望以 16-QAM 方式來傳送。當二者合併處理成為 64-QAM 符號時，原打算以 QPSK 方式傳送的兩個位元流會被對應到 64-QAM 符號的前面兩個位元，原打算以 16-QAM 方式傳送的四個位元流會被對應到 64-QAM 符號的後面四個位元。前二位元表示此 64-QAM 符號位在那個象限內，後面四個位元則表示它在該象限中的位置。由於象限之間的平均距離大於同一個象限內兩點間的平均距離，如圖 2.8 所示。故前面二位元會發生錯誤的機率將低於後面四位元。因而，較重要的資訊得到較好的保護。

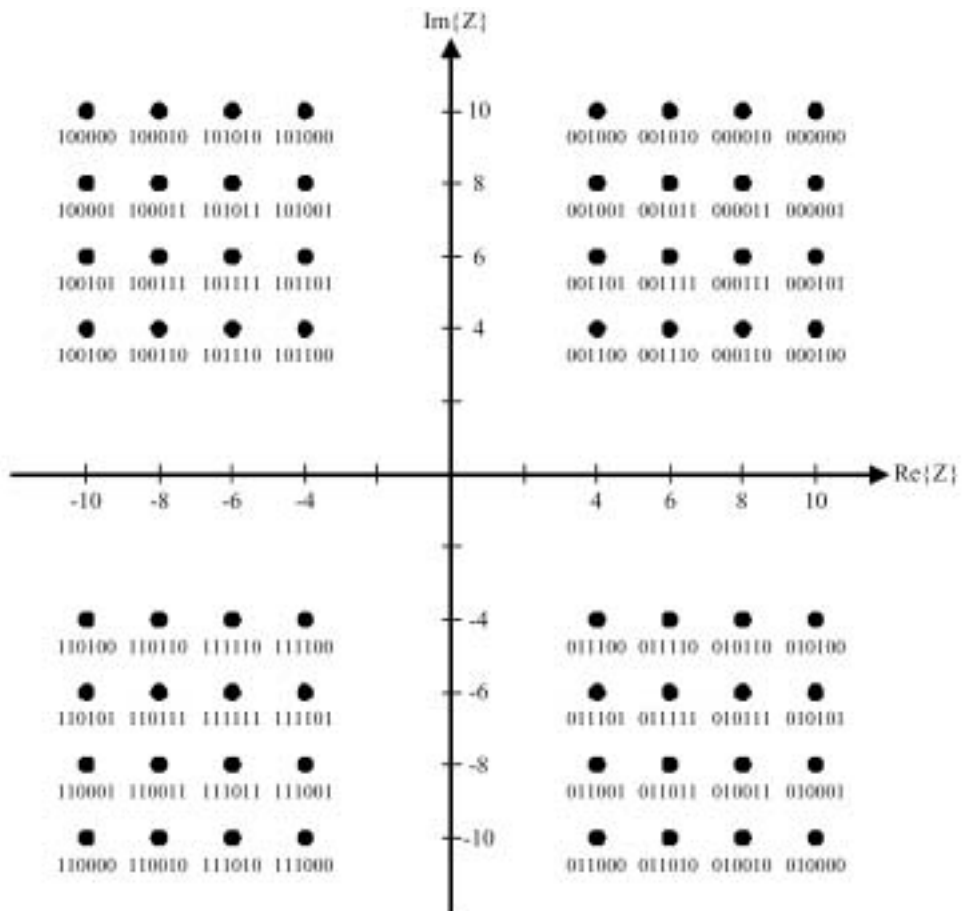


圖 2.8 64-QAM 調變星狀圖

2.8 調變(Modulation)

2.8.1 OFDM 調變

OFDM 是一種多載波調變方式(Multi-Carrier Modulation)。它主要的觀念是將資料分散至許多不同頻率且彼此正交的次載波(sub-carrier)，使得每個次載波可使用較低的 bit rate 來傳送。在傳統的頻率多工系統(Frequency Division Multiplexing)中，為使載波之間不會產生干擾，每個載波都各別作濾波處理並確保各頻譜不會重疊。但如此一來，頻譜使用並沒有達到很好的效率。假若將所有次載波の間距均刻意安排使之保持正交性，即使每個次載波的頻譜有相當程度的重疊，則在接收時所有的資料仍然可以正確地解調而不會互相干擾，如圖 2.9 所示。

OFDM 所需之調變及解調變可利用 IDFT (Inverse Discrete Fourier Transform) 及 DFT (Discrete Fourier Transform)來獲得。為了能利用 IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) 以及 FFT (Fast Fourier Transform)達到快速計算之目的，DVB-T 標準採用了 $2N$ 系統，例如 2048 次載波 (2k mode) 或 8192 次載波 (8k mode)。我們將在下一章中更詳細的介紹 OFDM 的調變原理及其優缺點。

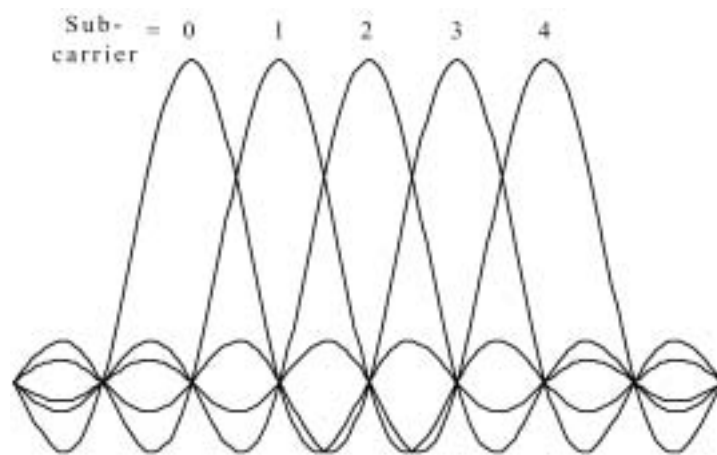


圖 2.9 OFDM 頻譜示意圖

2.8.2 Frame structure

DVB-T 標準定義的傳輸訊號是以圖框(frame)為單位，如圖 2.10 由四個圖框組成一超級圖框，每一個圖框包含有 68 個 OFDM 符號。每個符號所佔用時間的長度為 T_S ，它包含了兩部份：用來傳送資訊之有用部份 U (時間長度為 T_U)以及用來避免 ISI (Inter-Symbol Interference)之 guard interval (時間長度為 T ，故 $T_S = T_U + T$)。Guard interval 是有用的部份 U 之循環前輟(cyclic prefix)，它有四種不同長度的選擇： $1/4 T_U$ 、 $1/8 T_U$ 、 $1/16 T_U$ 及 $1/32 T_U$ 。長度之設定視應用環境需要而定，長度設定得愈大則可以消除鬼影之遲延範圍也就愈大。當然，所需要付出的代價則是較低的傳輸速率。

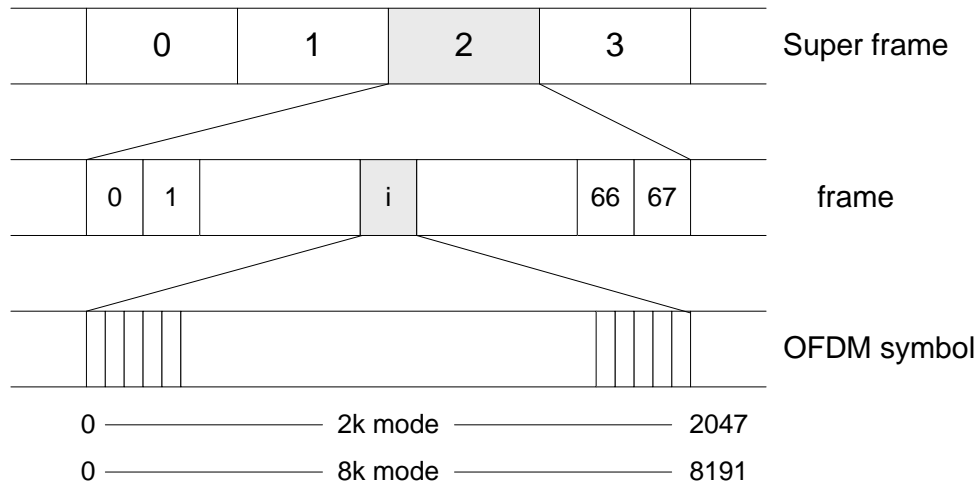


圖 2.10 DVB-T 圖框架構

傳輸模式可分為 2k 模式和 8k 模式兩種。對 2k 模式而言，每一個 OFDM 符號包含有 2048 個次載波，但實際上只使用了其中 1705 個次載波，其餘靠近頻道兩旁的次載波保留以作為 guard band 之用。在這 1705 個次載波之中只用到 1512 個次載波來傳送 QAM 或 QPSK 訊號。其餘的 $1705 - 1512 = 193$ 個次載波是用來傳送嚮導訊號 (pilot signals)，其中包括有 17 個 TPS 嚮導訊號 (Transmission Parameter Signaling pilots)，45 個連貫性嚮導訊號 (continual pilots)，以及 131 個散佈性嚮導訊號 (scattered pilots)。同樣地，在 8k 模式中，每一個 OFDM 符號包含有 8192 個次載波，但實際上只使用了其中 6817 個次載波，而這 6817 個次載波之中也只被用到 6048 個次載波來傳送 QAM 或 QPSK 訊號。其餘的 $6817 - 6048 = 769$ 個次載波是被用來傳送嚮導訊號。其中包括有 68 個 TPS 嚮導訊號，177 個連貫性嚮導訊號，以及 524 個散佈性嚮導訊號。

在一個 OFDM 符號裡頭，TPS 嚮導訊號是用來傳送同步訊號，以及一些與傳輸有關的參數，如編碼率 ($1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8$)、constellation 種類 (QPSK, 16-QAM, 64-QAM)、guard interval 長度 ($1/4 T_U, 1/8 T_U, 1/16 T_U, 1/32 T_U$) 以及傳輸模式 (2k, 8k) 等訊息。連貫性嚮導訊號被安排在一些特定次載波上，對於每個 OFDM 符號而言，連貫性嚮導訊號的位置都一樣，如圖

2.11 所示。至於散佈性嚮導訊號被安排的位置並不固定，會隨著 OFDM 符號在框裡的位置而改變 然而，其位置變化是有週期性，在時間軸(或 OFDM 符號)方向的週期為 4，在頻率軸(或次載波)方向的週期為 12，如圖 2.12 所示。這些嚮導訊號的位置與值都是已知，故可在接收端中作為同步和通道估算之用。

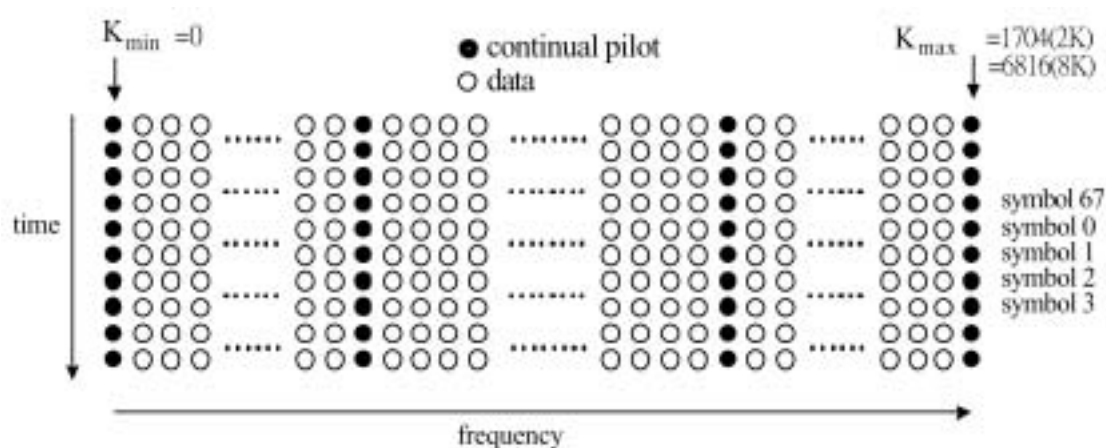


圖 2.11 連貫性嚮導訊號位置圖

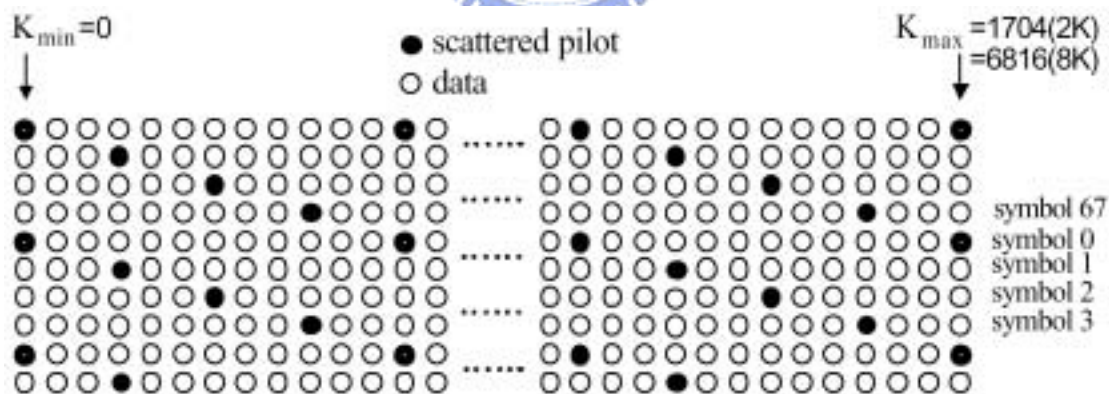


圖 2.12 散佈性嚮導訊號位置圖

在前面所提到之嚮導訊號，由於其在無線通道傳輸中具有指引性作用，為確保其能比一般傳輸資料令接收機更容易接收到，以進行同步解調動作，嚮導載波之加入將會使用不同調變技術及傳送信號準位，以連貫性嚮導訊號而言就使用 BPSK 調變技術，並提高其信號準位為 16/9，散佈性

嚮導訊號亦使用同樣方式來傳送其嚮導訊號，而 TPS 嚮導訊號是使用 DBPSK 調變方式來傳送的。

為了相容於世界各國現存電視系統之頻帶規劃，DVB-T 標準中制定了 8MHz，7MHz 及 6MHz 三種不同頻寬的規格。基本上這三種不同頻寬的系統在框架構、次載波數目、通道編碼的設計上並無不同，差異處只在於 T_U 的長短不同。在 8MHz、7MHz 和 6MHz 系統中， T_U 的長度及其對應的頻寬如表 2.2 所示。



表 2.2 DVB-T 系統在不同頻寬下之 OFDM 參數

OFDM parameters for 8MHz Channels		
Parameter	8K mode	2K mode
Number of carriers K	6817	1705
Duration T_U	896 μ s	224 μ s
Carrier spacing $1/T_U$	1116 Hz	4464 Hz
Bandwidth	7.61 MHz	7.61 MHz
Data Rate	4.98 31.67 Mbps	
OFDM parameters for 7MHz Channels		
Parameter	8K mode	2K mode
Number of carriers K	6817	1705
Duration T_U	1024 μ s	256 μ s
Carrier spacing $1/T_U$	0.976563 kHz	3.90625 kHz
Bandwidth	6.66 MHz	6.66 MHz
Data Rate	4.354 27.71 Mbps	
OFDM parameters for 6MHz Channels		
Parameter	8K mode	2K mode
Number of carriers K	6817	1705
Duration T_U	1194.667 μ s	298.6667 μ s
Carrier spacing $1/T_U$	0.837054 kHz	3.348214 kHz
Bandwidth	5.71 MHz	5.71 MHz
Data Rate	3.732 23.751 Mbps	

第三章 正交分頻多工系統之介紹

正交分頻多工(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)技術是由多載波調變演變而來的數位通訊技術。它是一個適合在頻率選擇性衰落(Frequency Selective Fading)通道的傳輸技術，可以減少通道延遲對訊號的破壞，且利用了多載波的調變觀念，使得在低複雜度系統下作高速傳輸變得可行。本章將說明 OFDM 系統之原理、特色與其優缺點之分析。此外，同步(Synchronization)是 OFDM 系統成功運作之重要一環，本章將在後半部對於同步問題作一詳盡之介紹。

3.1 OFDM 的頻譜效率

OFDM 是一多載波系統，其運作方式是將一連串速率較快的寬頻資料分成數個速率較慢的窄頻資料平行載在不同的次載波上傳送，並且每個次載波的頻譜是相互重疊的，如圖 3.1 所示。與傳統的多載波調變系統比較的話，OFDM 有較高的頻譜使用效率，如圖 3.2 所示，傳統的多載波調變系統為使次載波之間不會產生干擾，每個次載波都各別作濾波處理並確保各頻譜不會重疊，但如此一來，頻譜使用並沒有達到很好的效率，而 OFDM 是將所有次載波の間距均刻意安排使之保持正交性，即使每個次載波的頻譜有相當程度的重疊，則在接收時所有的資料仍然可以正確地解調而不會互相干擾。

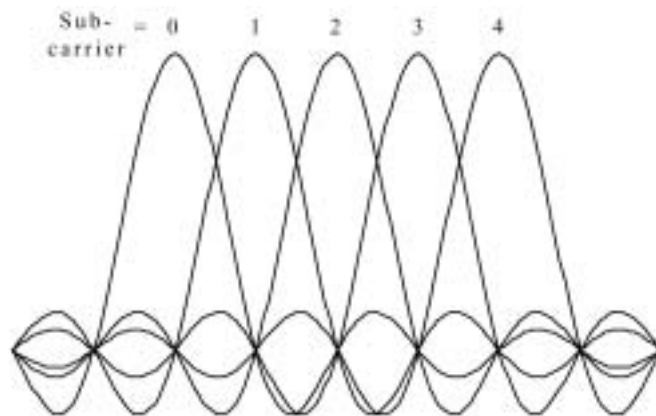


圖 3.1 OFDM 各次載波之頻譜

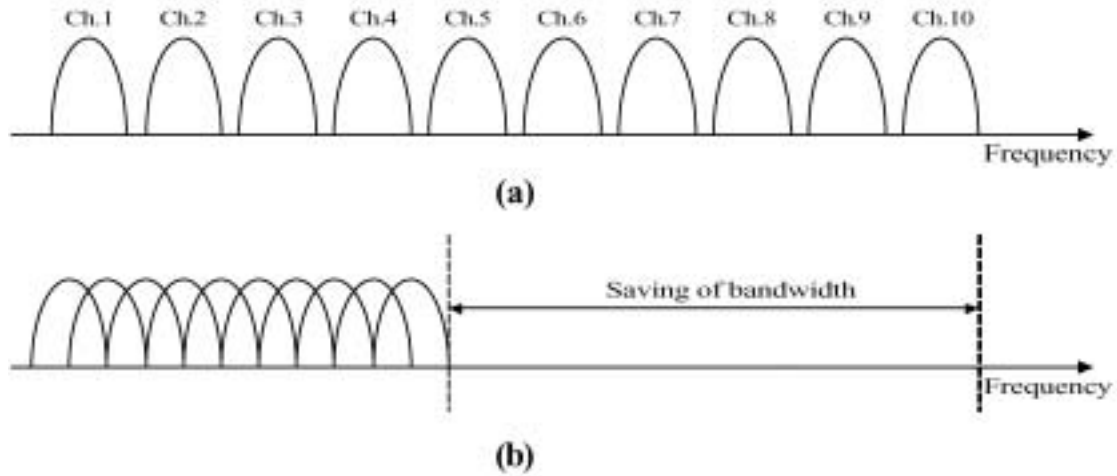


圖 3.2 次載波頻寬分配 (a)傳統多載波系統 (b)OFDM 系統

3.2 OFDM 訊號模型

對於 OFDM 基頻訊號我們可以寫成下列的表示式：

$$\begin{aligned}
 S_l(t) &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_{k,l} \Phi_k(t - lT_s) \\
 \Phi_k &= \begin{cases} e^{j2\pi f_k t} & t \in [0, T_s) \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \\
 f_k &= \frac{k}{T_s}, k = 0, 1, 2, \dots, N-1
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

其中 $X_{k,l}$ 是調變到第 l 個 OFDM symbol 上第 k 個次載波的傳送資料，其週期為 T_s ， N 為 OFDM 次載波的個數， f_k 為第 k 個次載波的頻率，而相鄰的次載波間距是 $1/T_s$ 。我們可以把連續傳送的 OFDM symbols 寫成下式：

$$s(t) = \sum_{l=1}^{\infty} S_l(t) = \sum_{l=1}^{\infty} \left[\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_{k,l} \Phi_k(t - lT_s) \right] \tag{3.2}$$

而 OFDM 的解調是利用各次載波間的正交性原理，其數學式子表示如下：

$$\int \Phi_k(t) \Phi_m^*(t) dt = T_s \delta(k - m) \tag{3.3}$$

因此對於 OFDM 解調方法依據(3.3)式及次載波間具正交性特性,我們可以知道 OFDM 解調器的表示式為(3.4)式所示：

$$\hat{X}_{k,l} = \frac{1}{T_s} \int_{lT_s}^{(l+1)T_s} s(t) \Phi_k^*(t) dt \quad (3.4)$$

其中 $\hat{X}_{k,l}$ 表示在第 l 個 OFDM symbol 上第 k 個次載波所接收到的資料。一個簡化的 OFDM 傳送調變及接收解調之方塊圖如圖 3.3 所示。

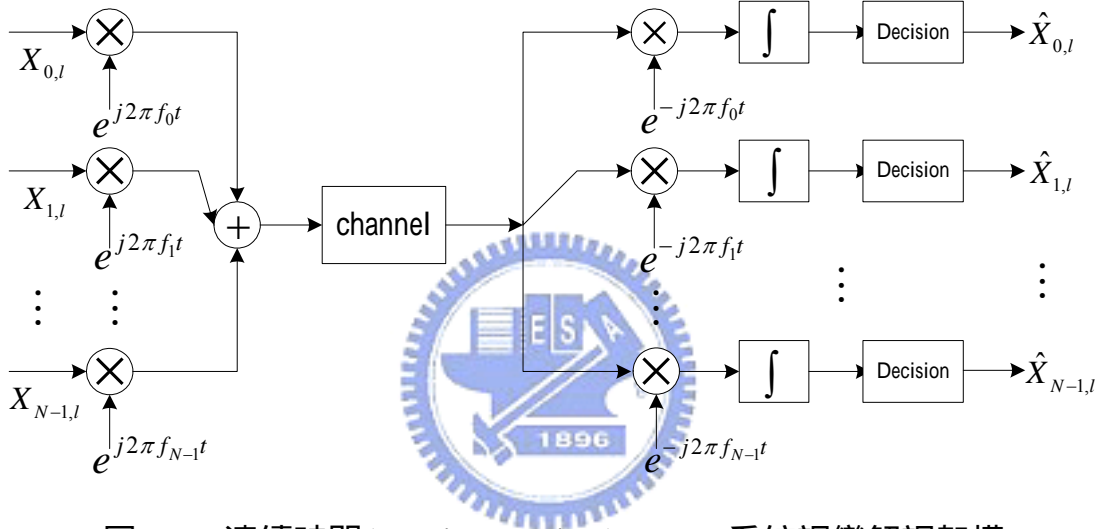


圖 3.3 連續時間(Continuous-time)OFDM 系統調變解調架構

當 N 很大時,系統同時需要 N 組調變及解調器,硬體將變得複雜且昂貴,依照上述架構,整個系統變得較不可能被實現。以下將說明藉由離散傅立葉(DFT)轉換,可達成上述之調變及解調動作。

假設我們對(3.1)式的訊號以時間 $t = \frac{n}{N} T_s$ 的間隔加以取樣,則取樣後的訊號變為：

$$\begin{aligned} S_l(n) &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_{k,l} \cdot e^{j2\pi f_k t} \Big|_{t=\frac{n}{N} T_s} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_{k,l} \cdot e^{j2\pi k \frac{n}{N}}, n = 0, 1, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (3.5)$$

(3.5)式相當於傳送的資料經過反離散傅立葉轉換(IDFT)，同樣地，OFDM 訊號的解調可用離散傅立葉轉換(DFT)來完成。使用離散傅立葉轉換(DFT)降低了硬體的複雜度，使得正交分頻多工(OFDM)技術可以實現，而且如果使用 N 等於 2^m (m 為非零正整數)，還可利用快速傅立葉轉換(FFT)，更能減少計算量以增加執行的速度。下圖就是利用離散傅立葉轉換(DFT)之正交分頻多工系統。

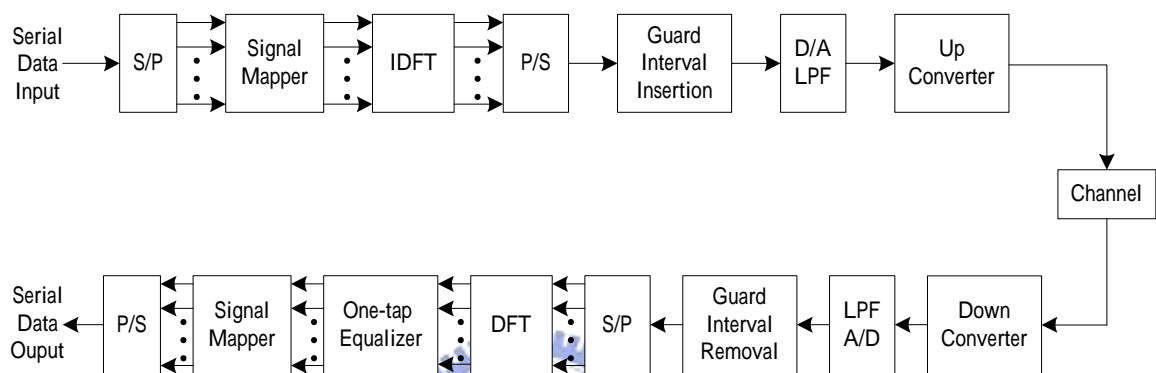


圖 3.4 基於快速傅立葉轉換之正交分頻多工系統

一連串的 0、1 數位資料經過了串並轉換器(Serial-to-Parallel converter)分成 N 筆資料，作為 N 個次載波的輸入。每筆資料包含了數個位元，根據所使用的調變方法，這數個位元被對應到訊號空間上的一點，稱之為 $X_{k,l}$ 。這 N 點 $X_{k,l}$ 經過反離散傅立葉轉換(IDFT)輸出經過並串轉換器，每個符元並加上其循環延伸(Cyclic Extension)作為保護區間(Guard Interval)。保護區間的作用主要在於減少符元間干擾(Inter Symbol Interference)，我們將於下一節有較詳細的說明。此時經過一個數位轉類比轉換器，輸出就是一個完整的正交分頻多工符元。接收端接收到一個符元後，基本上執行與傳送端相反的動作以還原訊號。值得注意的是，由於整筆資料被分成 N 筆低速資料傳輸，接收端的每個次頻道只需要一個簡單的窄頻等化器，針對每一筆窄頻資料作等化的動作，改善了寬頻傳輸中對複雜的寬頻等化器的需求。

3.3 保護區間的放置 (Guard Interval Insertion)

保護區間的放置主要是為了減輕 ISI 對於訊號的破壞。保護區間是由一個符元的循環延伸所構成，亦即將符元後端的一部份複製，放置到符元之前：

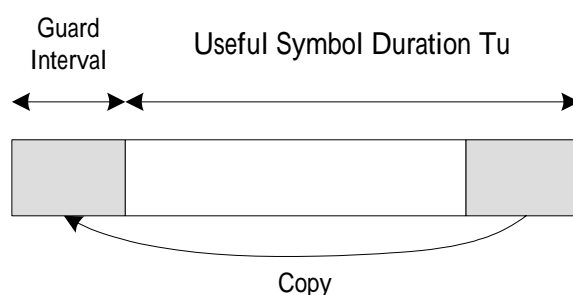


圖 3.5 加上保護區間之正交分頻多工符元

在接收端收到一個符元後首先去除保護區間，並對接收符元取樣。取樣起始點始於真正符元的開頭，取出的訊號就是完整的符元，當取樣點始於保護區間和有效符元(Useful Symbol)的開頭，所取出的訊號則為原來訊號的循環平移(Cyclic shift)，經過離散傅葉轉換後，等於乘上一個線性相位的偏移量，可藉由之後通道估測的方式來消除掉。只要在不受到 ISI 影響的區間內取出訊號，都可解調出正確訊號。保護區間也因此改善了時序的問題。下圖將說明符元對於取樣時序誤差之容忍。

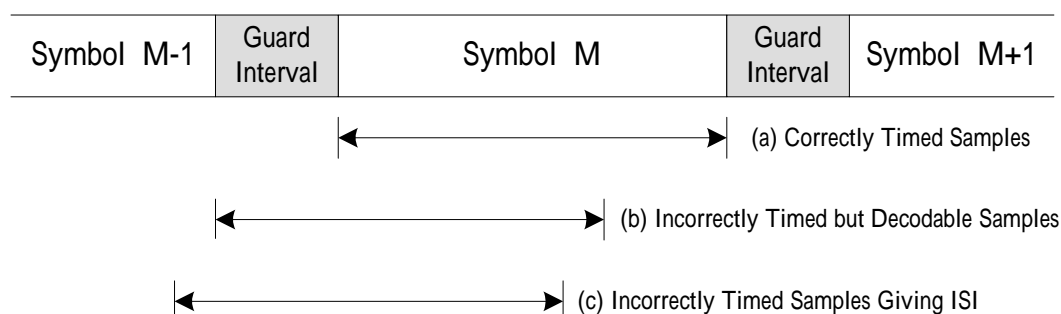


圖 3.6 包含保護區間之符元對於取樣時序誤差之容忍

加上保護區間的另一個好處就是降低多重路徑(multi-path)通道下之 ISI 對訊號的破壞。放置保護區間使得符元與通道的線性旋積(Linear Convolution)變為環旋積(Circular Convolution), 只要接收訊號在非 ISI 干擾區(ISI free region)取樣, 取樣結果相當於符元和通道的環旋積, 經過離散傅立葉轉換等效於符元和通道在頻域上的乘積, 經過通道估測和等化器可以消除此多重路徑通道下訊號的失真。但前提是通道的最大延遲必須小於或等於保護區間的長度, 若通道的最大延遲大於保護區間長度的話, 則仍舊會有 ISI 的情形產生。

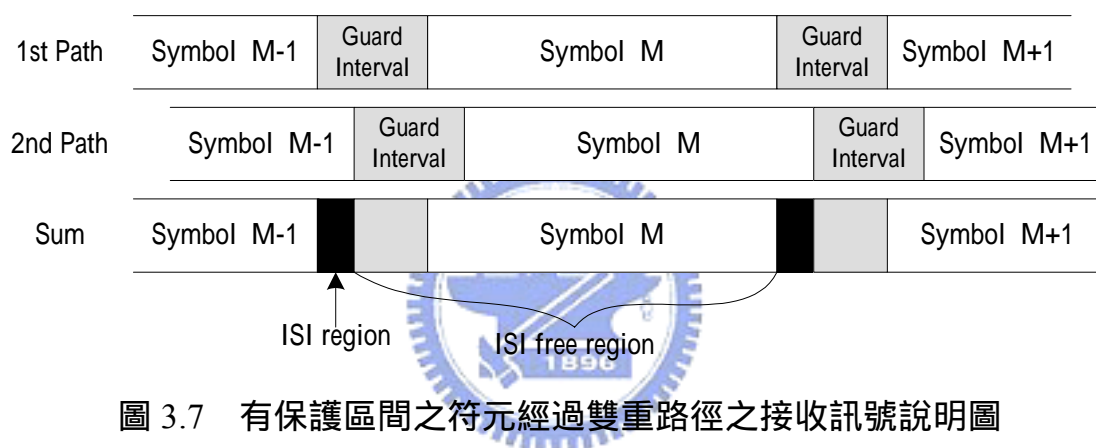


圖 3.7 有保護區間之符元經過雙重路徑之接收訊號說明圖

加上保護區間可以改善時序及多重路徑所引起失真的問題, 但相對地系統也必須付出較大的傳送功率並會浪費頻寬。因此保護區間長度的選擇必須在通道延遲、傳輸功率與頻寬等因素中取捨。

3.4 同步 - 碼框時序、頻率偏移及通道估計

同步是 OFDM 系統成功運作之重要一環。主要可分為下列幾個部份:

- FFT 碼框時序同步
- 頻率偏移估測
- 通道估計

3.4.1 碼框時序與頻率偏移之估計

FFT 碼框同步(Frame synchronization)：因為必須確實的執行 IFFT/FFT 運算，因此 OFDM 的碼框(Frame)必須作同步的處理。主要的目標當然是想要知道一個碼框是何時開始。由於有 CP(Cyclic Prefix) (長度大於通道最大延遲)，同步的問題變得比較簡單。假設同步誤差落在 CP 之內，則各次載波間之正交性仍然得以維持，在此情況下同步誤差可視為相位偏移，可以利用通道估計加以補償。反之若同步誤差超出 CP 的部分則會產生 ISI，而各次載波之間的正交性亦會遭受破壞而增加干擾。對於區塊方式來傳送資料的 OFDM 系統而言，碼框同步的主要功能是檢測區塊間的邊界以便提供 FFT 取樣區間及起始點。有一個可行的辦法就是在 OFDM 的符元中插入一些同步符元，這些符元可以在接收端產生一連串的時脈來提供系統同步所需之時脈，但這樣的方式將會使系統的容量減少，為了增加系統的容量及傳輸量，我們可以利用 OFDM 系統之 CP 或稱保護區間方式(Guard Interval Based)的方式來完成系統區塊的檢測，最主要的想法是利用一個完整的 OFDM 區塊中有兩個完全相同的區段來達成的。

從圖 3.5 中我們可以清楚知道保護區間是由 OFDM 的後半部資料複製來的，因此我們可將接收到的訊號 $r(n)$ 與其延遲 N 個取樣點 $r(n-N)$ 取共軛複數相乘，在此 N 為一個 OFDM 訊號的長度，利用相關性原理以及移動累加(moving sum)運算，如圖 3.8 所示，我們知道若取樣點是從 CP 的起始點開始，與其延遲 N 個取樣點後的訊號取共軛複數相乘並移動累加一個 CP 長度(N_g)的話，此時會有最大的輸出值，因為 CP 內的資料是其 OFDM 後半部資料之複製，若 CP 與 OFDM 後半部之資料剛好匹配 match 上的話，當然有最大的自相關值。

$$\tilde{n} = \arg \max_n \left\{ \sum_{k=0}^{N_g-1} r(n+k) r^*(n+k-N) \right\} \quad (3.6)$$

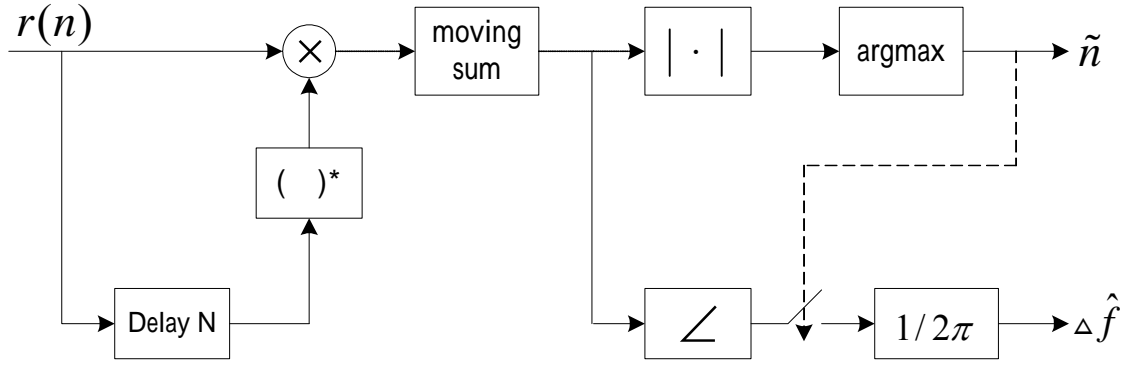


圖 3.8 利用 CP 來預估碼框時序以及頻率偏移

上述的方法不但可以檢測出區塊的起始位置，同時可以估計出由於傳送端與接收端間的不匹配所造成的載波頻率偏移。當載波頻率偏移存在的話，接收到的訊號與傳送的訊號有下列關係式：

$$r(n) = x(n)e^{j\frac{2\pi n\Delta f}{N}} \quad (3.7)$$

其中 Δf 為載波頻率偏移(Carrier frequency offset)，而 $r(n)$ 與 $r(n-N)$ 取共軛複數相乘的結果為：

$$r(n) = x(n)e^{j\frac{2\pi n\Delta f}{N}}, r^*(n-N) = x^*(n-N)e^{-j\frac{2\pi(n-N)\Delta f}{N}} \quad (3.8)$$

$$\Rightarrow r(n)r^*(n-N) = |x(n)|^2 e^{j2\pi\Delta f}$$

因此我們可利用(3.6)式來估計頻率偏移

$$\Delta \hat{f} = \frac{1}{2\pi} \angle \left\{ \sum_{k=0}^{N_g-1} r(\tilde{n}+k)r^*(\tilde{n}+k-N) \right\} \quad (3.9)$$

3.4.2 通道估計

對於 OFDM 的通道估計，有許多的方法被提出，通常都是利用已知的嚮導訊號(Pilot Signal)來估計通道的響應，假設接收到的訊號可用下列式子來表示(頻域上)：

$$R_k = X_k \cdot H_k + W_k \quad (3.10)$$

其中 X_k 為傳送的訊號， H_k 為通道的頻率響應， W_k 為可加性白色高斯雜訊。

在此我們使用 Least Squares(LS)的方式來估計通道，先利用 pilot 訊號來估計出在 pilot 位置上通道的響應

$$H_{k_p} = \frac{R_{k_p}}{X_{k_p}} \quad (3.11)$$

其中 k_p 表示 pilot 訊號所在的次載波位置，之後再經由內插(Interpolation)的方式便可以估計出其餘次載波位置上的通道響應。

而常用內插的方式可選用下列幾種

- 線性內插
- Sinc-function 內插
- Cubic-spline 內插

而由第二章可知 DVB-T 的規格中有連貫性 pilot 訊號及散佈性 pilot 訊號，其中散佈性 pilot 訊號有其週期性，我們可利用此週期性來把分屬於不同 OFDM 符元的 pilot 訊號組合起來，配合連貫性 pilot 訊號，藉以加強對通道估計的準確性，如下圖所示：(有數字標示代表 pilot 所在位置)

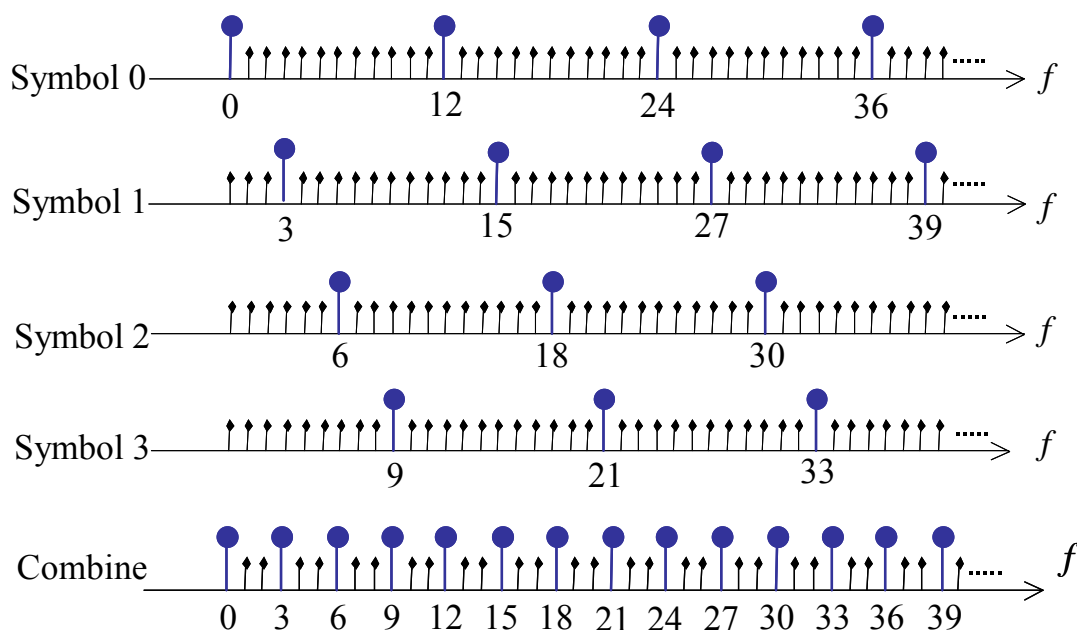


圖 3.9 DVB-T 中散佈性嚮導訊號之週期性組成

3.5 OFDM 系統之優缺點比較

正交分頻多工系統把寬頻訊號分成多個窄頻訊號同時傳送，符元長度因而增長，而每個次載波上的窄頻訊號只需要經過簡單的等化器就可被回復，使得在低複雜度系統下完成高速傳輸變得可能。增長的符元及保護區間的放置，更使得訊號對於 ISI 有較佳的抵抗力，而各個次載波間彼此正交的特性也增加了頻寬的使用率。


而 OFDM 系統對於同步要求相當嚴格，如只要有些許的頻率偏移，頻率間的正交性就會被破壞，次載波間干擾(Inter-Carrier Interference)因而變得很嚴重。OFDM 系統的另一缺點在於經過離散傅立葉轉換，因為多個次載波之相加會使得輸出訊號的功率峰對平均值(Peak-to-average power ratio)變得很大，容易使系統出現非線性失真。這些缺點對系統都有極大的影響，仍是目前有待解決的問題。



第四章 OFDM 系統之 I-Q 不平衡

在設計無線傳收機時，必須要考量到市場所需求的低功率消耗 (low-power consumption) 和低價格 (low-cost) 的最終目標，因此直接轉換 (direct-conversion) 接收機成為近年來最流行採用之架構，因為其直接把射頻 (Radio frequency) 訊號轉換到基頻 (Baseband) 訊號，免去中頻 (IF) 級，而沒有影像訊號干擾 (Image Signal Interference)，以及不需影像去除濾波器 (Image-rejection Filter) 等好處，但也伴隨著一些缺點，如直流偏壓 (DC Offsets)、I-Q 不平衡 (I-Q Imbalance) 等。本章主要針對 OFDM 系統中接收機設計對 I-Q 不平衡所造成影響做一討論，然後提出改善的方法，最後以實際模擬來驗證方法的可信度。

4.1 I-Q 不平衡之效應



當我們接收到射頻訊號時，需要將其從射頻頻率降頻轉換到基頻後再作處理。如果是採用直接轉換 (Direct Conversion) 架構，則是利用兩個同樣振幅、相位相差剛好九十度的餘弦 (Cosine)、正弦 (Sine) 載波頻率震盪器，分別乘上收到的射頻訊號，經過低通濾波器後即可把低通複數訊號的兩路 In-phase、Quadrature-phase 取出來，也就是進行所謂的 I-Q demodulation 的動作，其中 Cosine、Sine 震盪器通常來自同一個震盪器而給予相位差九十度的位移。但在真實情況中，因所使用之類比元件如震盪器、濾波器等無法完全匹配而會造成 I、Q 通道訊號振幅及相位的不平衡效應。圖 4.1 表示一個不完美的正交降頻解調模型，其中 f_c 為載波頻率，LPF (Low-pass filter) 為低通濾波器，振幅不平衡以 A 表示，相位不平衡以 θ 表示。接下來我們將於此模型下討論 I-Q 不平衡對 OFDM 的影響。

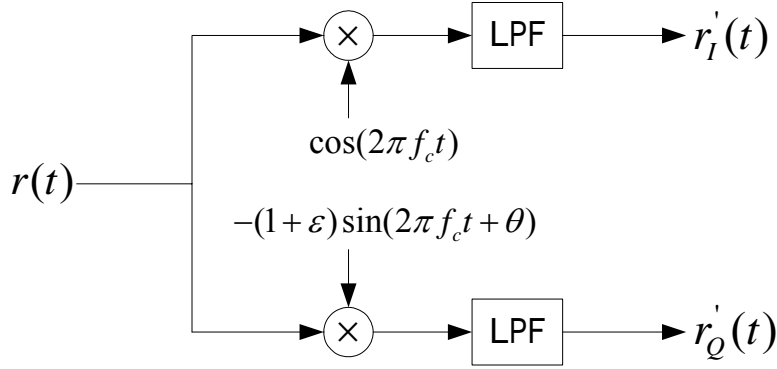


圖 4.1 不完美正交降頻解調模型

我們可將 OFDM 訊號之複數波封(Complex envelope)表示如下：

$$m(t) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi kt/T} \quad (4.1)$$

同時定義等效低通(Equivalent-Low-pass)多路徑(multipath)通道為 $h(t)$ ，接收到的等效低通訊號為 $r(t) = m(t) \otimes h(t) + w(t)$ ，其中 $w(t)$ 是白色高斯雜訊，因此最後收到的帶通訊號為 $\tilde{r}(t) = \text{Re}\{r(t)e^{j2\pi f_c t}\}$ 。假設接收訊號經理想正交降頻後，I、Q 通道之訊號分別為 $r_I(t)$ 及 $r_Q(t)$ ，即 $r_I(t) + j \cdot r_Q(t) = r(t)$ 。若考慮上述之 I-Q 不平衡模型的影響，則接收端 I Q 通道的訊號可分別表示如下：

$$\begin{aligned} r'_I(t) &= \text{Re}\{[r_I(t) + jr_Q(t)]e^{j2\pi f_c t}\} \cdot \cos(2\pi f_c t) \\ &= r_I(t) \cos(2\pi f_c t) \cos(2\pi f_c t) - r_Q(t) \sin(2\pi f_c t) \cos(2\pi f_c t) \end{aligned} \quad (4.2)$$

$$\underline{LPF} = r_I(t)$$

$$\begin{aligned} r'_Q(t) &= \text{Re}\{[r_I(t) + jr_Q(t)]e^{j2\pi f_c t}\} \cdot [-(1+\varepsilon)\sin(2\pi f_c t + \theta)] \\ &= (1+\varepsilon)[-r_I(t) \cos(2\pi f_c t) \sin(2\pi f_c t + \theta) - r_Q(t) \sin(2\pi f_c t) \sin(2\pi f_c t + \theta)] \end{aligned} \quad (4.3)$$

$$\underline{LPF} = (1+\varepsilon)[r_Q(t) \cos \theta - r_I(t) \sin \theta]$$

由式子(4.3)可明顯地看出，訊號因為受到 I-Q 不平衡的影響會使得 I、Q 通道間會產生 Cross-talk 的影響。

此時接收到之複數訊號為 $r'(t) = r'_I(t) + jr'_Q(t)$ ，它可分解成完美正交降頻

解調後之訊號 $r(t)$ 及其共軛複數(conjugate) $r^*(t)$ 的組合。

$$r'(t) = K_1 \cdot r(t) + K_2 \cdot r^*(t) \quad (4.4)$$

其中 K_1 及 K_2 為複數常數(complex constants)

$$\begin{aligned} K_1 &= \frac{1}{2} [1 + (1 + \varepsilon)e^{-j\theta}] \\ K_2 &= \frac{1}{2} [1 - (1 + \varepsilon)e^{j\theta}] \end{aligned} \quad (4.5)$$

將式子(4.4)作 DFT 運算後可得到：

$$\begin{aligned} R'_k &= K_1 \cdot R_k + K_2 \cdot R_{-k}^* \\ &= K_1 \cdot [X_k H_k + W_k] + K_2 \cdot [X_{-k}^* H_{-k}^* + W_{-k}^*] \end{aligned} \quad (4.6)$$

其中 X_k 及 R'_k 分別為第 k 個次載波上所傳送及接收到的訊號， H_k 為通道的頻率響應， W_k 為可加性白色高斯雜訊(AWGN)。注意式子(4.4)中若沒有 I-Q 不平衡效應，則 $\varepsilon = 0$ 、 $\theta = 0^\circ$ ，所以 $K_1 = 1$ 、 $K_2 = 0$ ，(4.4)式變成跟完美的 I-Q 平衡時的式子一樣。由(4.6)式可看出，對 OFDM symbol 中每一個次載波 k 上的訊號而言，會受到另一個對稱於中心載波頻率 f_c 的另一個載波 $N-k$ 所干擾，稱之為影像訊號(Image Signal)，這種效應也就是所謂的 ICI (Inter-Carrier-Interference)。我們可由圖 4.2 中清楚的看出此效應之影響，在此 $\varepsilon = 0.15$ 、 $\theta = 15^\circ$ 、FFT size = 16，假設只在第三個 tone 上傳送訊號，其餘的 tone 則不傳，則由圖中可看出相對稱於第三個 tone 的子載波，也就是第 15 個子載波上有數值產生，而這數值則是由第三個 tone 上訊號的干擾而來的(ICI)。因此 I-Q 不平衡的影響在頻域上可看作是影像訊號的干擾，至於這樣的干擾對系統效能造成多大的影響，可經由模擬不同狀況下的 I-Q 不平衡看出，如圖 4.3 所示，以 16QAM 為例，當 $\varepsilon = 0.15$ 、 $\theta = 10^\circ$ 時，系統效能變得非常差，因此勢必要找出補償的方法讓其效能變好。

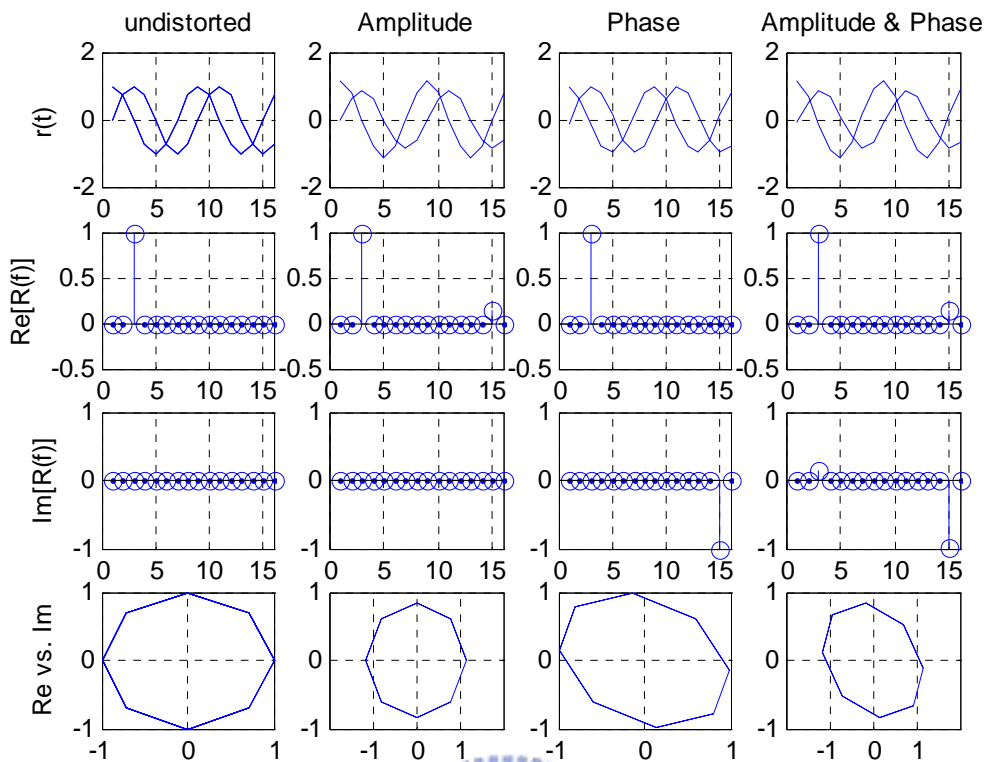


圖 4.2 I-Q 不平衡效應之影響

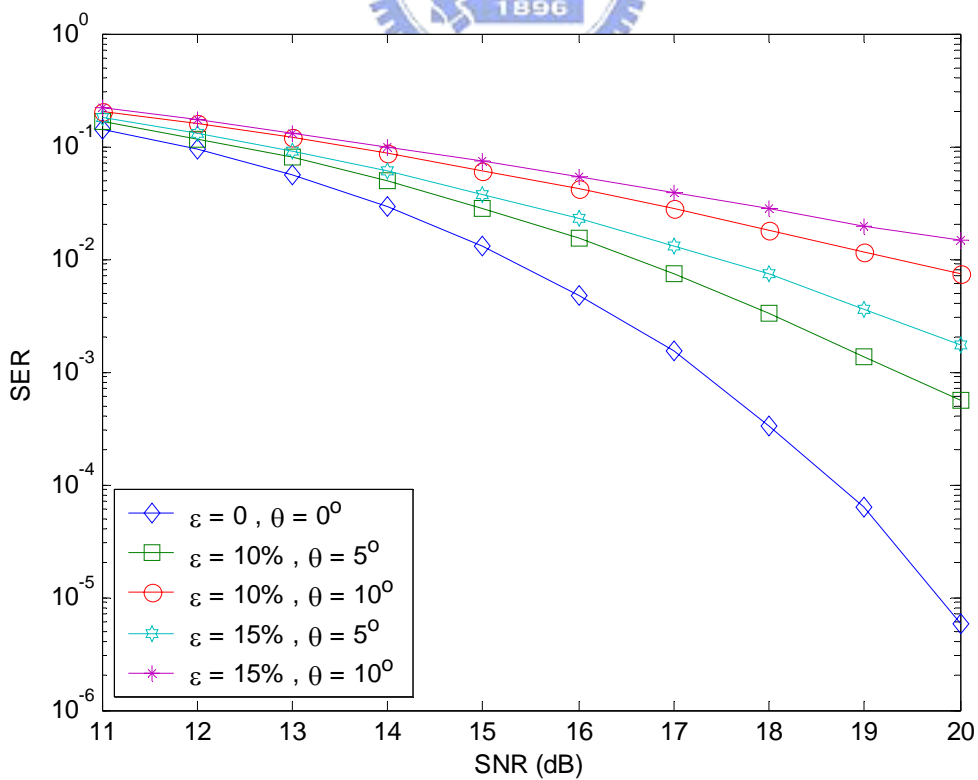


圖 4.3 I-Q 不平衡對系統效能之影響

4.2 現存之 I-Q 不平衡補償方法

補償 I-Q 不平衡效應的主要目的，在時域上是想把 I-Q 通道間所產生的 Cross-talk 效應移除；在頻域上則希望將次載波間的 ICI 的效應移除。補償的方法有很多種，可以在時域作也可以在頻域作，方法各有其優劣性，下面就目前現有的三種方法一一介紹。

4.2.1 適應性頻域等化器(Adaptive Frequency-Domain Equalizer, AFEQ)

一般傳統 1-tap 的頻域等化器雖然可以補償因通道效應所引起的線性失真，但並無法補償由 I-Q 不平衡效應所造成的失真，因為其並沒有把影像訊號(Image Signal)所產生的干擾效應列入考慮。在此適應性頻域等化器被提出來同時解決因通道效應以及 I-Q 不平衡效應所造成的失真問題，其架構圖如圖 4.4 所示，其運作方式是以每個次載波個別進行，考慮訊號 R_k 與其影像訊號 R_{-k} 的干擾，如圖 4.5 所示，此頻域等化器使用了 two-taps 係數，可利用 pilot sub-carriers 上已知的資料來訓練等化器之係數，使訓練完的等化器係數能夠收斂， R_k' 及 R_{-k}' 經過 two-taps 係數後可以還原成原本真正所傳送的訊號 X_k ，而當係數收斂後即可用於修正 data sub-carriers 上的接收訊號。在此是以 LMS(Least Mean Square)演算法來調整此 two-taps 係數，如 (4.7)式所示：

$$\begin{aligned}\hat{R}_{k,l} &= \mathbf{C}_{k,l}^H \cdot \tilde{\mathbf{R}}_{k,l} \\ E_{k,l} &= X_{k,l} - \hat{R}_{k,l} \\ \mathbf{C}_{k,l+1} &= \mathbf{C}_{k,l} + \mu \cdot E_{k,l}^* \cdot \tilde{\mathbf{R}}_{k,l}\end{aligned}\quad (4.7)$$

在此 $\mathbf{C}_{k,l} = [c_{k,1}^l \ c_{k,2}^l]^T$ 為 coefficient vector， $\tilde{\mathbf{R}}_{k,l} = [R_{k,l}' \ R_{-k,l}'^*]^T$ 為 input vector，而 l 指的是第 l 個 OFDM symbol。

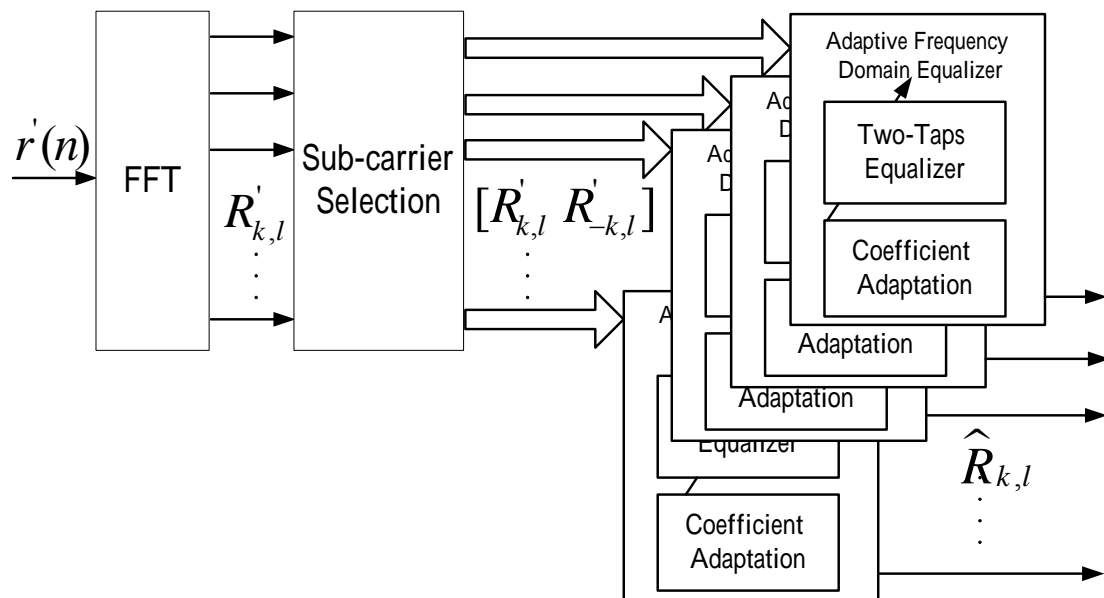


圖 4.4 適應性頻域等化器架構圖

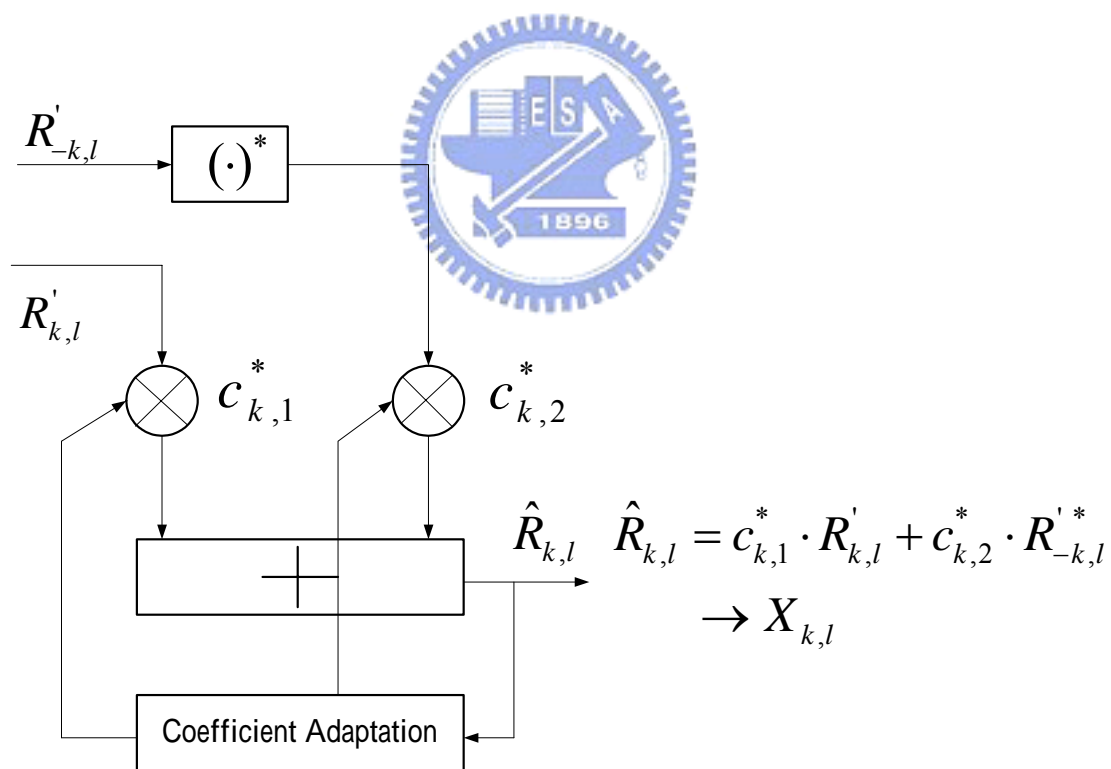


圖 4.5 two-taps 等化器架構圖

上述之方法是以 LMS 演算法來調整獲得最後收斂之等化器係數。接下來，我們將理論推導此 two-taps 等化器係數的 Wiener solution。由圖 4.5，對於此等化器架構來說，其 Input vector 為受到 I-Q 不平衡效應所接收到之失真訊號 R_k 及其影像訊號 R_{-k} ，如(4.6)式所示；而其 desired symbol 則為原本所傳送的真正訊號 X_k ，因此我們便可推導出 Input vector 之 correlation matrix 和 Input vector 與 desired symbol 間之 cross-correlation vector，進而求出此 two-taps 等化器係數之 Wiener solution，數學式子推導如下：

Wiener solution $\mathbf{C} = \mathbf{R}^{-1} \cdot \mathbf{P}$

$$\begin{aligned} \text{where } \mathbf{R} &= \begin{bmatrix} E[R'_k R_k^*] & E[R'_k R_{-k}'] \\ E[R_{-k}^* R_k^*] & E[R_{-k}^* R_{-k}'] \end{bmatrix} \\ &= (\sigma_X^2 + \sigma_n^2) \begin{bmatrix} |H_k|^2 (|K_1|^2 + |K_2|^2) & 2K_1 K_2 |H_k|^2 \\ 2K_1^* K_2^* |H_k|^2 & |H_k|^2 (|K_1|^2 + |K_2|^2) \end{bmatrix} \\ \mathbf{P} &= \begin{bmatrix} E[R'_k X_k] \\ E[R_{-k}^* X_k^*] \end{bmatrix} = \sigma_X^2 \begin{bmatrix} H_k K_1 \\ H_k K_2^* \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.8)$$

其中 \mathbf{R} 為 correlation matrix， \mathbf{P} 為 cross-correlation vector， σ_X^2 及 σ_n^2 分別是傳送訊號及雜訊的 power。求出等化器係數之 Wiener solution 後，同樣地把它值儲存起來用於修正 data sub-carriers 上的接收訊號。

4.2.2 適應性時域補償器 (Adaptive Time-Domain Compensator, ATDC)

由(4.2) (4.3)式可看出 I-Q 不平衡效應造成在 Q 通道上有一干擾訊號，而這干擾訊號與 I 通道訊號間成一比例之關係，可視為由 I 通道所產生之，此外，Q 通道訊號的振幅也因受到 K_1 及 K_2 的影響而有所改變。在此被提出之適應性時域補償器即針對(4.2)、(4.3)式來作修正處理，主要的工作原理為預測在 Q 通道上干擾訊號量的大小，並且把它從 Q 通道訊號中扣除。

圖 4.6 為適應性時域補償器的方塊圖, I-Q 不平衡效應的消除可以分為兩個階段來做, 首先利用一個適應性濾波器來預估從 I 通道所產生的干擾訊號大小, 並且把它從 Q 通道訊號中扣除, 之後則進行 Q 通道訊號振幅的調整。假設 $\hat{r}'_Q(n)$ 為 Q 通道訊號扣除從 I 通道而來之干擾訊號後的取樣點, 也就是:

$$\hat{r}'_Q(n) = r'_Q(n) - w^T \cdot r'_I(n) \quad (4.9)$$

其中 w 為濾波器的係數、 $r'_I(n)$ 是 I 通道訊號的取樣點。

而我們的目的則是想要使 $E\{|\hat{r}'_Q(n)|^2\}$ 最小化, 在此我們使用 LMS 演算法來調整濾波器的係數, 式子如下:

$$w(n+1) = w(n) + \mu \cdot r'_I(n) \cdot \hat{r}'_Q(n) \quad (4.10)$$

其中 μ 為 step size。接下來則要調整 Q 通道訊號的振幅。在完美的情況下, I 通道訊號與 Q 通道訊號的 power 是一樣的, 因此我們將 I 通道訊號的 power 除以 Q 通道訊號的 power 就可得知 Q 通道失真訊號振幅的偏差量, 而可進一步地來調整 Q 通道訊號的振幅, 如下式:

$$g_q = \left\{ \frac{E[r_I'^2(n)]}{E[r_Q'^2(n)]} \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (4.11)$$

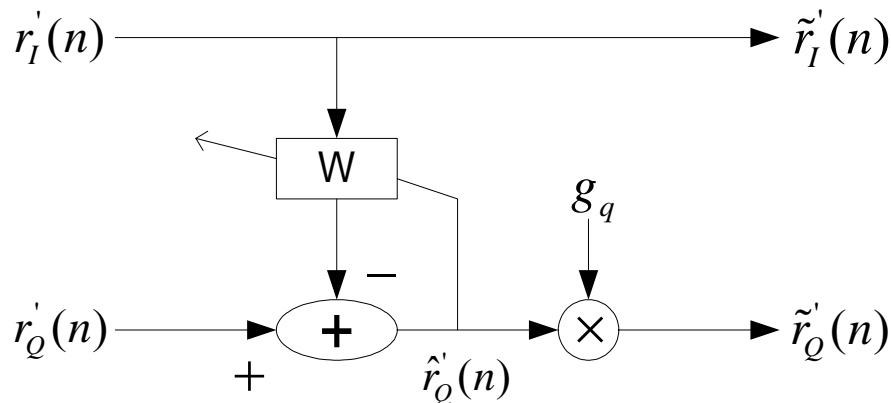


圖 4.6 適應性時域補償器方塊圖

4.2.3 決策迴授修正架構 (Decision Feedback Correction Scheme, DFCS)

決策迴授修正架構主要的原理是對於所接收到的失真訊號先作直接判別(hard decisions)的處理，之後再來進行所謂的補償動作，此修正方法是在頻域上作的，接下來我們假設在沒有雜訊(noise-free)下，討論 AWGN 通道及多路徑(multipath)通道狀況下的補償情形。

(4.6)式為受到 I-Q 不平衡效應影響所接收到的失真訊號，其中 K_1 及 K_2 如(4.5)式所示，為與組成的數學關係式。通常我們希望最後修正過後結果為原本所傳送的訊號 X_k ，因此由(4.6)式，可直接得出一個修正架構：

$$X_{k,corr} = \frac{R'_k - K_2 \cdot X_{-k}^*}{K_1} \quad (4.12)$$

如果我們可以準確地預估 K_1 、 K_2 和 X_k 的話，(4.12)式便可用來修正因為 I-Q 不平衡效應所引起的失真問題。在此我們對接收到失真訊號作直接判別(hard decisions)的動作，並且把它視為趨近於 X_k 之良好預估值。然而，由於在實際情況下，我們並不知道 K_1 及 K_2 真正的值是多少，因此接下來要處理的問題便是如何預估 K_1 及 K_2 。

(4.6)式為複數常數(complex constants) K_1 、 K_2 所組成之方程式，如果我們同時考慮兩個子載波 i 、 j 的話，則可得到兩組線性方程式，如(4.13)式所示，有了兩組線性方程式便能容易地聯立解出 K_1 、 K_2 的值，如(4.14)式所示。

$$\begin{aligned} R'_i &= K_1 \cdot X_i + K_2 \cdot X_{-i}^* \\ R'_j &= K_1 \cdot X_j + K_2 \cdot X_{-j}^* \end{aligned} \quad (4.13)$$

$$\begin{aligned}
K_1 &= \frac{R'_i \cdot X_{-j}^* - R'_j \cdot X_{-i}^*}{X_i \cdot X_{-j}^* - X_j \cdot X_{-i}^*} \\
K_2 &= \frac{R'_i - K_1 \cdot X_i}{X_{-i}^*}
\end{aligned} \tag{4.14}$$

在一個 OFDM symbol 中每兩個子載波就可聯立解出一組 K_1 、 K_2 之預估值，因此我們將多組所解出來的預估值求其平均後，代入修正架構(4.12)式中來進行補償動作。

接下來將分析更實際的情況，也就是在多路徑(multipath)通道下的修正架構。同樣地，我們是從(4.6)式來得出修正架構，基本上，多路徑通道和 AWGN 通道之修正方法是相同的，只不過在多路徑通道情況下，我們是將所接收到的失真訊號先經過 FEQ (Frequency domain Equalization)，如(4.15)式所示，再作直接判決(hard decisions)的動作，在此也意味著了一個限制，那就是通道的響應必須已知，才能進行 FEQ 動作。

$$\tilde{R}_k = \frac{R'_k}{H_k} = K_1 \cdot X_k + \frac{K_2 \cdot X_{-k}^* \cdot H_{-k}^*}{H_k} \tag{4.15}$$

由(4.15)式我們同樣地可得出一個修正架構，如(4.16)式所示：

$$X_{k,corr} = \frac{\tilde{R}_k - \frac{K_2 \cdot X_{-k}^* \cdot H_{-k}^*}{H_k}}{K_1} \tag{4.16}$$

接下來的預估值 K_1 、 K_2 步驟與在 AWGN 通道時相同，式子如下：

$$\begin{aligned}
\tilde{R}_i &= K_1 \cdot X_i + \frac{K_2 \cdot X_{-i}^* \cdot H_{-i}^*}{H_i} \\
\tilde{R}_j &= K_1 \cdot X_j + \frac{K_2 \cdot X_{-j}^* \cdot H_{-j}^*}{H_j}
\end{aligned} \tag{4.17}$$

$$\begin{aligned}
K_1 &= \frac{\tilde{R}_i X_{-j}^* H_{-j}^* H_i - \tilde{R}_j X_{-i}^* H_{-i}^* H_j}{X_i X_{-j}^* H_{-j}^* H_i - X_j X_{-i}^* H_{-i}^* H_j} \\
K_2 &= H_i \cdot \frac{\tilde{R}_i - K_1 \cdot X_i}{X_{-i}^* \cdot H_{-i}^*}
\end{aligned} \tag{4.18}$$

4.3 載波頻率偏移與 I-Q 不平衡同時存在之補償方法

在 4.2 節當中所介紹的三種方法都只是討論僅有 I-Q 不平衡效應時的補償架構，而在這節當中，我們將考慮更實際的狀況，也就是把問題鎖定在載波頻率偏移(Frequency offset)與 I-Q 不平衡(I-Q imbalance)效應同時存在時的解決方法。

4.3.1 載波頻率偏移與 I-Q 不平衡同時存在之效應分析

載波頻率偏移與 I-Q 不平衡效應對 OFDM 訊號會破壞子載波間的正交特性，造成 ICI 影響。其中載波頻率偏移的主要原因是傳送端與接收端間振盪器的不匹配，其次是因傳送或接收端位移產生 Doppler shift 所造成的影響。當把載波頻率偏移與 I-Q 不平衡效應分開來看時，兩者都有其各自有效的預估、補償方式。然而當兩者效應同時存在時，則其各自有效的預估、補償方法會因為都僅只考慮一種效應而未將另一種效應列入考慮而變得不再那麼有效，因此接下來我們將完整的分析載波頻率偏移與 I-Q 不平衡效應同時存在時的模型，並提出新的有效解決方法。

圖 4.7 為載波頻率偏移與 I-Q 不平衡效應同時存在的接收機模型，其中 f_c 為載波頻率， Δf 為載波頻率偏移量， α 及 β 分別為振幅不平衡及相位不平衡。

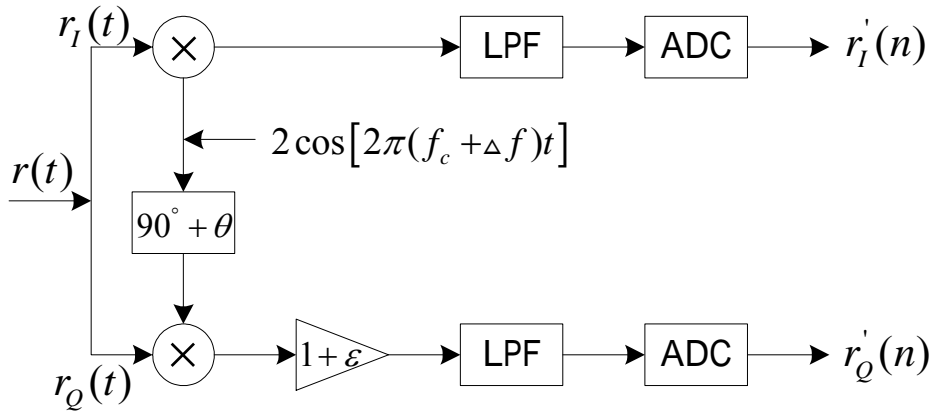


圖 4.7 載波頻率偏移與 I-Q 不平衡同時存在之接收機模型

根據此模型可求出受到載波頻率偏移與 I-Q 不平衡效應後之 I Q 通道訊號分別為：

$$\begin{aligned}
 r'_I(t) &= \text{Re}\{[r_I(t) + jr_Q(t)]e^{j2\pi f_c t}\} \cdot \cos[2\pi(f_c + \Delta f)t] \\
 &= r_I(t) \cos(2\pi f_c t) \cos[2\pi(f_c + \Delta f)t] - r_Q(t) \sin(2\pi f_c t) \cos[2\pi(f_c + \Delta f)t] \quad (4.19)
 \end{aligned}$$

$$\underline{LPF} = r_I(t) \cos(2\pi \Delta f t) + r_Q(t) \sin(2\pi \Delta f t)$$

$$\begin{aligned}
 r'_Q(t) &= \text{Re}\{[r_I(t) + jr_Q(t)]e^{j2\pi f_c t}\} \cdot \{-(1 + \varepsilon) \sin[2\pi(f_c + \Delta f)t + \theta]\} \\
 &= (1 + \varepsilon) \{-r_I(t) \cos(2\pi f_c t) \sin[2\pi(f_c + \Delta f)t + \theta] \\
 &\quad - r_Q(t) \sin(2\pi f_c t) \sin[2\pi(f_c + \Delta f)t + \theta]\} \quad (4.20)
 \end{aligned}$$

$$\underline{LPF} = (1 + \varepsilon)[r_Q(t) \cos(2\pi \Delta f t + \theta) - r_I(t) \sin(2\pi \Delta f t + \theta)]$$

我們可以把載波頻率偏移與 I-Q 不平衡效應視為分開產生，而得到另一等效模型，如圖 4.8 所示，前半部為載波頻率偏移模型；後半部則為 I-Q 不平衡效應模型。透過數學推導我們證明圖 4.8 與圖 4.7 之模型為等效。

圖 4.8 把載波頻率偏移與 I-Q 不平衡效應分為前後兩部分，我們要思考的方向是如何在有載波頻率偏移情況下還能準確地把 I-Q 不平衡效應消除，若能成功地消除掉 I-Q 不平衡效應後，則接下來便可以很單純的來處理載波頻率偏移之問題，也就是利用到之前所提之預估頻率偏移方法來補償此效應。

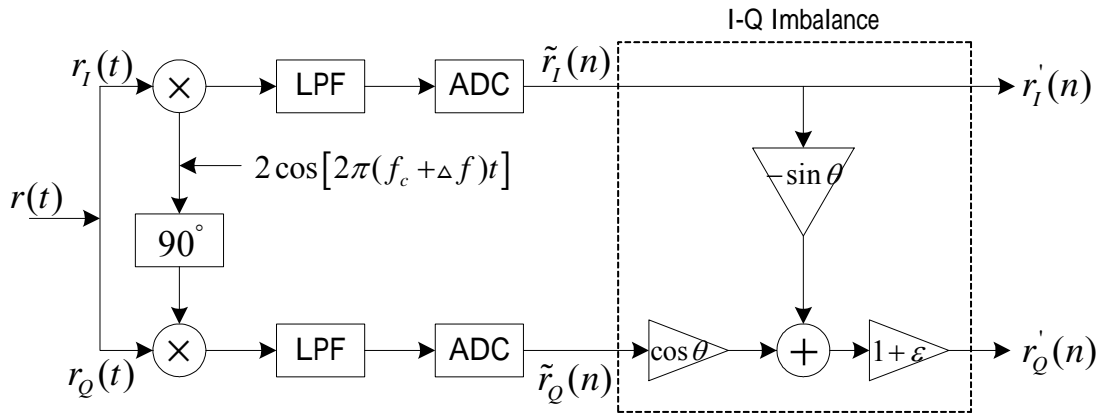


圖 4.8 載波頻率偏移與 I-Q 不平衡同時存在之等效接收機模型

4.3.2 在載波頻率偏移下之 I-Q 不平衡補償機制

在實際情況下，我們並不知道振幅不平衡及相位不平衡是多少，因此若能準確地預估出及的值，便可輕易地消除 I-Q 不平衡之效應，在此所提出的新方法便是朝著此方向來解決問題。由(4.19)、(4.20)式可得知受到載波頻率偏移與 I-Q 不平衡效應後之 I、Q 通道訊號分別為：

$$r'_I(t) = r_I(t) \cos(2\pi\Delta ft) + r_Q(t) \sin(2\pi\Delta ft) \quad (4.21)$$

$$r'_Q(t) = (1 + \varepsilon) \left[r_Q(t) \cos(2\pi\Delta ft + \theta) - r_I(t) \sin(2\pi\Delta ft + \theta) \right] \quad (4.22)$$

在此我們知道原本完美的訊號 $r(t)$ ，其 I、Q 通道訊號 $r_I(t)$ 、 $r_Q(t)$ 互為不相關(uncorrelated)，並且 I 通道訊號和 Q 通道訊號的 power 相同，也就是：

$$\begin{aligned} E[r_I(t)r_Q(t)] &= 0 \\ E[r_I^2(t)] &= E[r_Q^2(t)] \end{aligned} \quad (4.23)$$

接下來，我們便要想辦法去預估及是多少。首先將 $r'_Q(t)$ 的 power 除以 $r'_I(t)$ 的 power，即可預估出 值是多少，推導過程如(4.24)式所示。

$$\begin{aligned}
\frac{E[r_Q'^2(t)]}{E[r_I'^2(t)]} &= \frac{(1+\varepsilon)^2}{1} \cdot \frac{E[r_Q^2(t)] \cdot \cos^2(2\pi_\Delta ft + \theta) + E[r_I^2(t)] \cdot \sin^2(2\pi_\Delta ft + \theta)}{E[r_Q^2(t)] \cdot \cos^2(2\pi_\Delta ft) + E[r_I^2(t)] \cdot \sin^2(2\pi_\Delta ft)} \\
&= (1+\varepsilon)^2 \\
\Rightarrow \hat{\varepsilon} &= \left[\frac{E[r_Q'^2(t)]}{E[r_I'^2(t)]} \right]^{\frac{1}{2}} - 1
\end{aligned} \tag{4.24}$$

有了 $\hat{\varepsilon}$ 的預估值後，再來將 $r_Q'(t)$ 及 $r_I'(t)$ 作 cross correlation 的運算，便可求出 $\hat{\theta}$ 的預估值，推導過程如(4.25)式所示。

$$\begin{aligned}
&E[r_Q'(t) \cdot r_I'(t)] \\
&= (1+\hat{\varepsilon})E\{[r_Q(t) \cos(2\pi_\Delta ft + \theta) - r_I(t) \sin(2\pi_\Delta ft + \theta)][r_I(t) \cos(2\pi_\Delta ft) + r_Q(t) \sin(2\pi_\Delta ft)]\} \\
&= (1+\hat{\varepsilon})\{E[r_Q(t)r_I(t) \cos(2\pi_\Delta ft + \theta) \cos(2\pi_\Delta ft)] + E[r_Q^2(t) \cos(2\pi_\Delta ft + \theta) \sin(2\pi_\Delta ft)] \\
&\quad - E[r_I^2(t) \sin(2\pi_\Delta ft + \theta) \cos(2\pi_\Delta ft)] - E[r_I(t)r_Q(t) \sin(2\pi_\Delta ft + \theta) \sin(2\pi_\Delta ft)]\} \\
&= -(1+\hat{\varepsilon})E[r_I^2(t)] \sin \theta \\
\Rightarrow \hat{\theta} &= \sin^{-1} \left\{ \frac{-E[r_I'(t) \cdot r_Q'(t)]}{(1+\hat{\varepsilon})E[r_I^2(t)]} \right\}
\end{aligned} \tag{4.25}$$

依此方法可以很準確地預估 $\hat{\varepsilon}$ 及 $\hat{\theta}$ ，我們可由之後的模擬結果可看出。有了精確的 $\hat{\varepsilon}$ 及 $\hat{\theta}$ 值後，便可消除 I-Q 不平衡之效應。由圖 4.8 後半部之 I-Q 不平衡模型，我們可得知其輸入訊號 $\tilde{r}_I(t)$ 、 $\tilde{r}_Q(t)$ 與輸出訊號 $r_I'(t)$ 、 $r_Q'(t)$ 之關係如下式：

$$\begin{aligned}
r_I'(t) &= \tilde{r}_I(t) \\
r_Q'(t) &= (1+\varepsilon)[\tilde{r}_Q(t) \cos \theta - \tilde{r}_I(t) \sin \theta]
\end{aligned} \tag{4.26}$$

寫成矩陣型式為：

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} r_I'(t) \\ r_Q'(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -(1+\varepsilon) \sin \theta & (1+\varepsilon) \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{r}_I(t) \\ \tilde{r}_Q(t) \end{bmatrix} \\
\Rightarrow \mathbf{r}' &= \mathbf{M} \times \tilde{\mathbf{r}}
\end{aligned} \tag{4.27}$$

利用此矩陣關係式，我們便可以消除 I-Q 不平衡之效應，只要把此關係矩陣 M 的反矩陣(Inverse matrix)乘以輸出(失真)訊號 r' 即可。

$$\tilde{r} = \mathbf{M}^{-1} \times r' \quad (4.28)$$

將 I-Q 不平衡效應移除掉之後，接下來便只需考慮圖 4.8 前半部之載波頻率偏移效應，這部分可利用 3.4.1 節所提到的預估頻率偏移之方法來補償。

4.4 模擬結果分析

在本節中，我們將針對之前介紹的三種現存之 I-Q 不平衡補償方法，以及在 4.3 節所提出的新方法(包含頻率載波偏移效應)逐一作模擬分析，藉此來觀察補償後的效果並且比較其優缺點。在此我們是選定 DVB-T 規格中之 2K mode，模擬參數的設定為： $\alpha = 0.1$ 、 $\beta = 10^\circ$ ，使用的調變方式為 16QAM，次載波間距為 $4464 H_z$ ，頻率偏移 $\Delta f = 1896 H_z$ ，針對每個補償方法分別去模擬在 AWGN 及多路徑(multipath)通道下之補償情形，在此所選用的多路徑通道如下：

表 4.1 多路徑通道模型

tap	delay (μs)	tap coefficient
h_0	0	0.6229
h_1	224	0.5248
h_2	448	0.5802

最後經由模擬來觀察 SER(Symbol Error Rate) vs. SNR 之圖形可得知系統之整體效能。在此所指的 symbol 是指在每個次載波上所載之 symbol，而 SNR 的定義為傳送信號的功率除以雜訊的功率。

圖 4.9 與圖 4.10 為利用適應性頻域等化器之模擬結果，由圖可看出當不作任何補償動作時，I-Q 不平衡效應大大降低了系統的效能，而使用適應性頻域等化器後可使系統效能獲得改善，值得注意的是圖中使用 4.2.1 節中所推導 two-taps 之 Wiener solution 所模擬出來之結果，很靠近 lower bound，也就是沒有 I-Q 不平衡效應之曲線，這可進一步確認我們之前的推導無誤。

圖 4.11 與圖 4.12 為利用時域補償模型之模擬結果，由圖可看出使用時域補償模型後使得系統效能獲得相當大的改善，其模擬結果相當靠近於 lower bound。

圖 4.13 與圖 4.14 為適應性頻域等化器與時域補償模型之效能比較圖形，由圖中很清楚看出時域補償模型比適應性頻域等化器之效能還要好，這可歸因於適應性頻域等化器在每個次載波上都使用了兩個 taps 來移除 I-Q 不平衡以及通道的效應，而時域補償模型則是只用了一個 tap 來移除 I-Q 通道間 cross-talk 的干擾，另一個 tap 則用來調整 Q 通道訊號的振幅，由此可知適應性頻域等化器因涉及到 redundancy 的問題以致於效能較差一點。另外值得注意的是，適應性頻域等化器需要利用到 pilot，而時域補償模型則否。

圖 4.15 與圖 4.16 為利用決策修正架構之模擬結果，圖中兩條補償的曲線，一條是利用預估出來之 K_1 、 K_2 值的模擬結果，在此我們使用了 5 個 OFDM symbol 來預估 K_1 及 K_2 ；另一條則是代入真正 K_1 及 K_2 的模擬結果。此方法有個缺點，就是 K_1 及 K_2 的值不能太大，因為方法中需要對接收到的失真訊號先作直接判別(hard decisions)的動作來當作傳送訊號 X_k 之良好的預估值，進而進行補償的動作，若 K_1 及 K_2 的值太大，則作直接判別(hard decisions)之結果變得不再那麼精準，勢必就會影響到系統的效能。此外，此方法另一個限制則是只能在 AWGN 通道或通道響應已知的情形下才能

進行補償的動作。

圖 4.17 與圖 4.18 為在有載波頻率偏移下分別設定不同的 ϵ 及 θ 值，然後利用(4.24)、(4.25)式所預估之 $\hat{\epsilon}$ 及 $\hat{\theta}$ 值，在此我們使用了 1 個 OFDM symbol 來預估出 $\hat{\epsilon}$ 及 $\hat{\theta}$ 值。由圖中可知依此方法可以很精確地預估出 $\hat{\epsilon}$ 及 $\hat{\theta}$ 。

圖 4.19 與圖 4.20 為在有載波頻率偏移下，利用 4.3 節所提出之新方法來補償 I-Q 不平衡效應的模擬結果，圖裡的 ideal conditions 所指的是在 3.4 節中提到之同步問題，包含 FFT 碼框時序同步、頻率偏移估測及通道估計之相關參數皆為已知，同步可以完美地被完成；而 practical conditions 則是需要實際地去進行上述所提之同步問題，因此，使用新方法加上同步問題來補償 I-Q 不平衡效應可以分為下列五個階段：

1. 先進行 FFT 碼框時序同步(Frame synchronization)。
2. 利用(4.24)、(4.25)式來預估 $\hat{\epsilon}$ 及 $\hat{\theta}$ 值，之後利用(4.27)、(4.28)式進行補償 I-Q 不平衡效應。
3. 利用(3.9)式來解決載波頻率偏移問題。
4. 通道估計(LS method)
5. 經過 FEQ(Frequency domain equalizer)後進行決策(decisions)動作。

在此我們使用了 1 個 OFDM symbol 估計 $\hat{\epsilon}$ 及 $\hat{\theta}$ 值；2 個 symbol 預估載波頻率偏移量，以及 8 個 symbol 來估計通道響應。經由模擬結果可看出此新方法非常有效地改善系統的效能，並且考慮實際狀況之同步問題後仍然可以準確地運作。因此，此新方法與之前所介紹之三種現存 I-Q 不平衡補償方法比較起來較有其實用性。

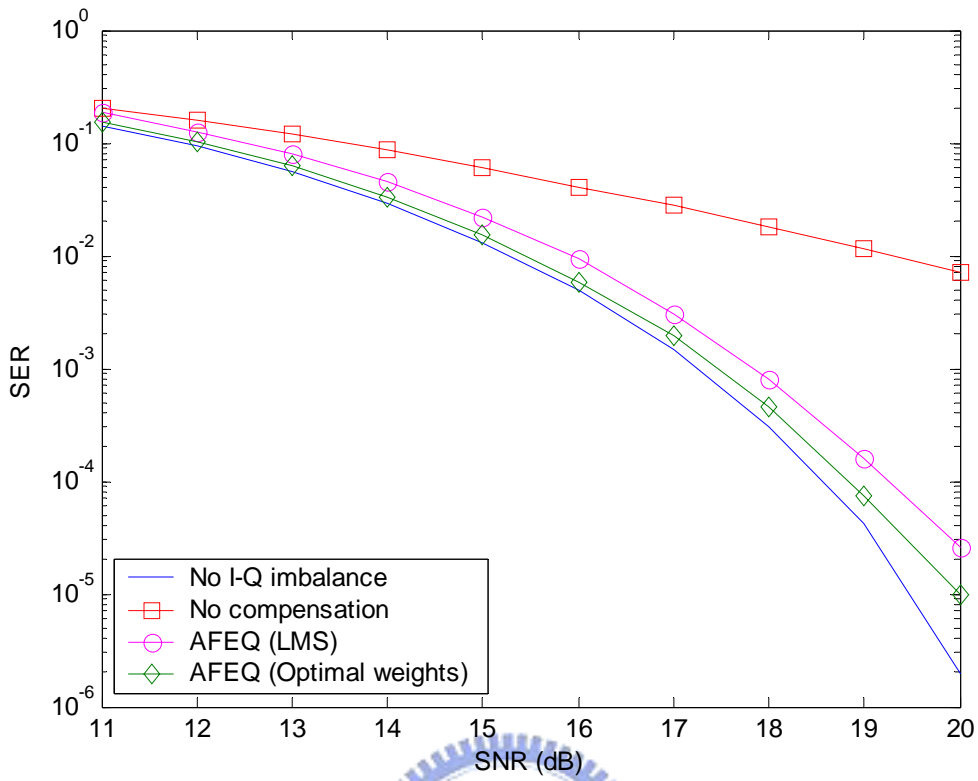


圖 4.9 AWGN 通道下使用適應性頻域等化器補償 I-Q 不平衡效應模擬圖

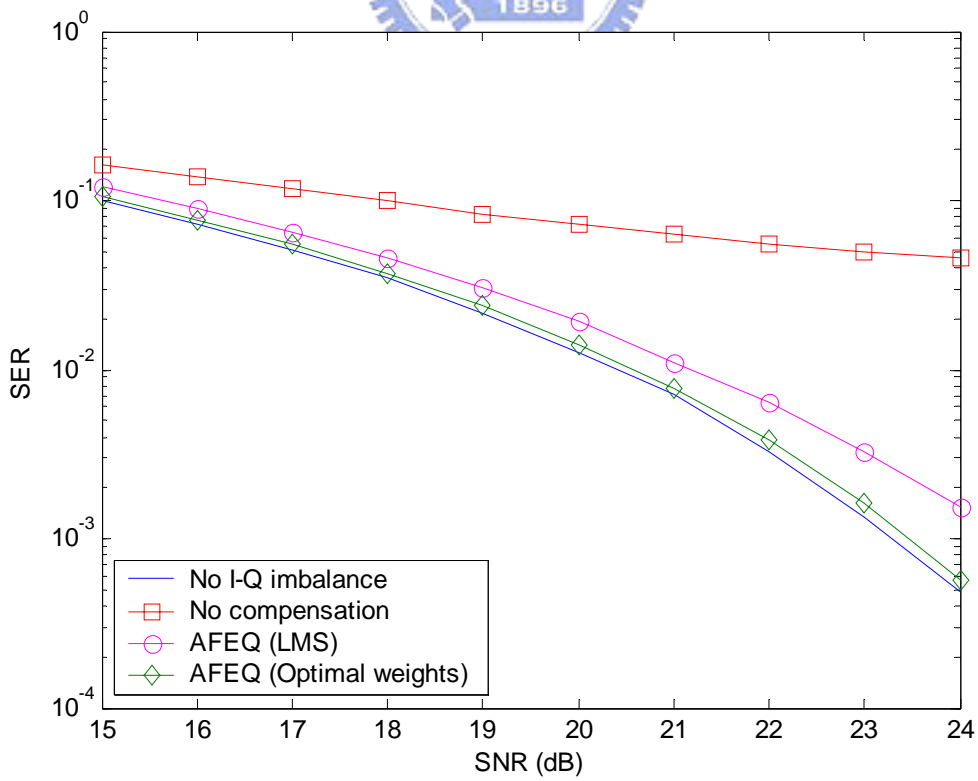


圖 4.10 多路徑通道下使用適應性頻域等化器補償 I-Q 不平衡效應模擬圖

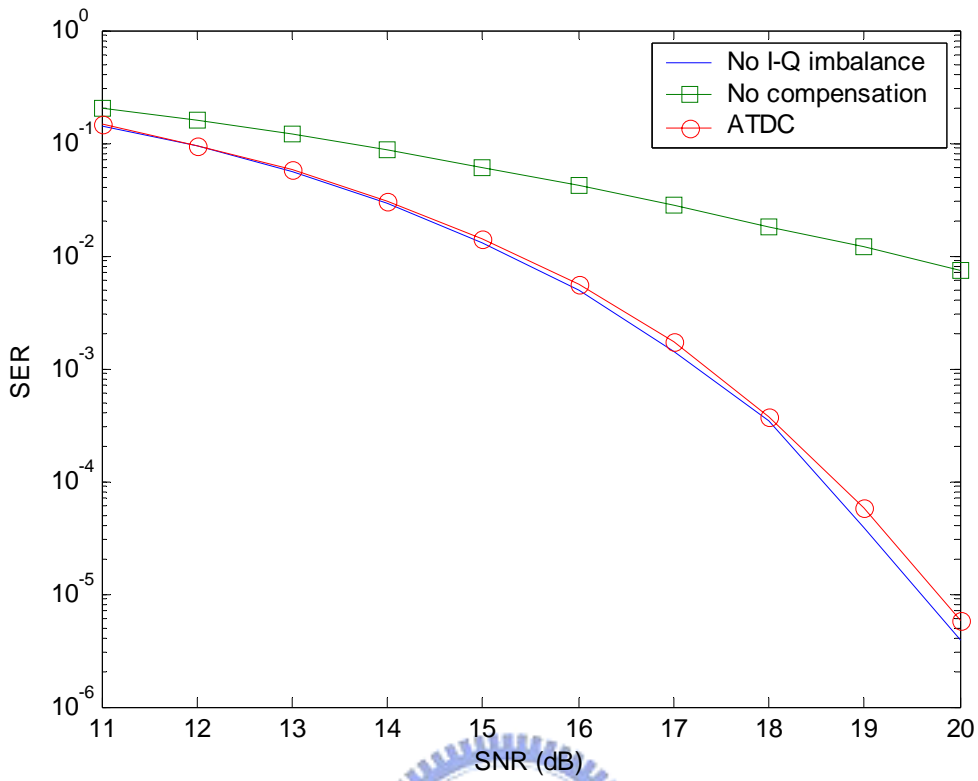


圖 4.11 AWGN 通道下使用適應性時域補償器補償 I-Q 不平衡效應模擬圖

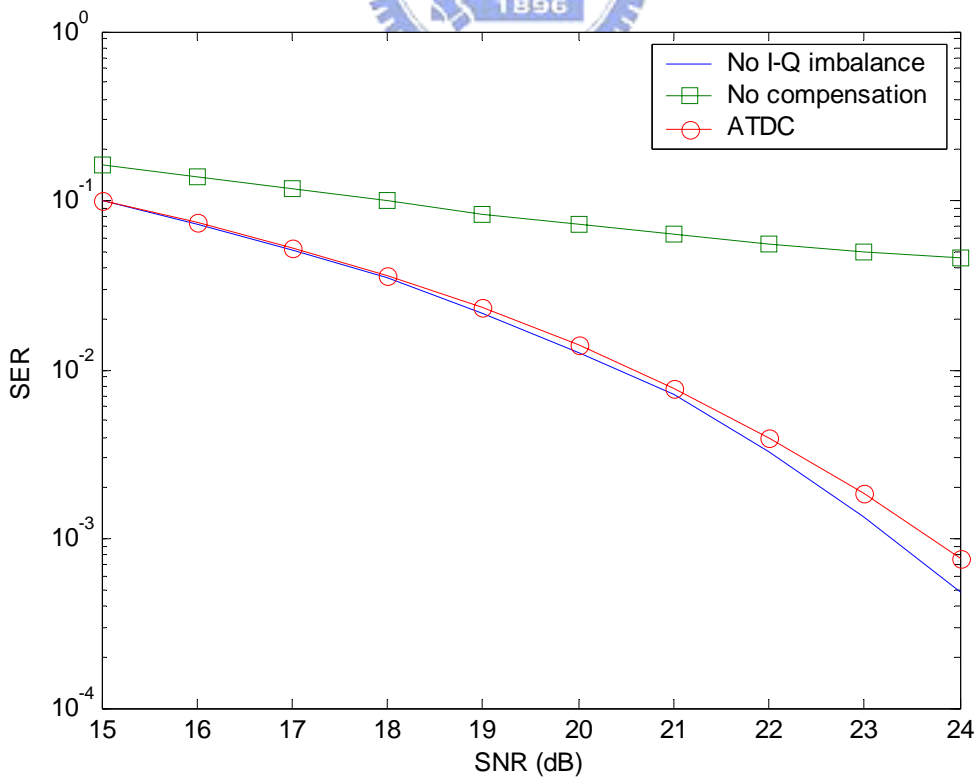


圖 4.12 多路徑通道下使用適應性時域補償器補償 I-Q 不平衡效應模擬圖

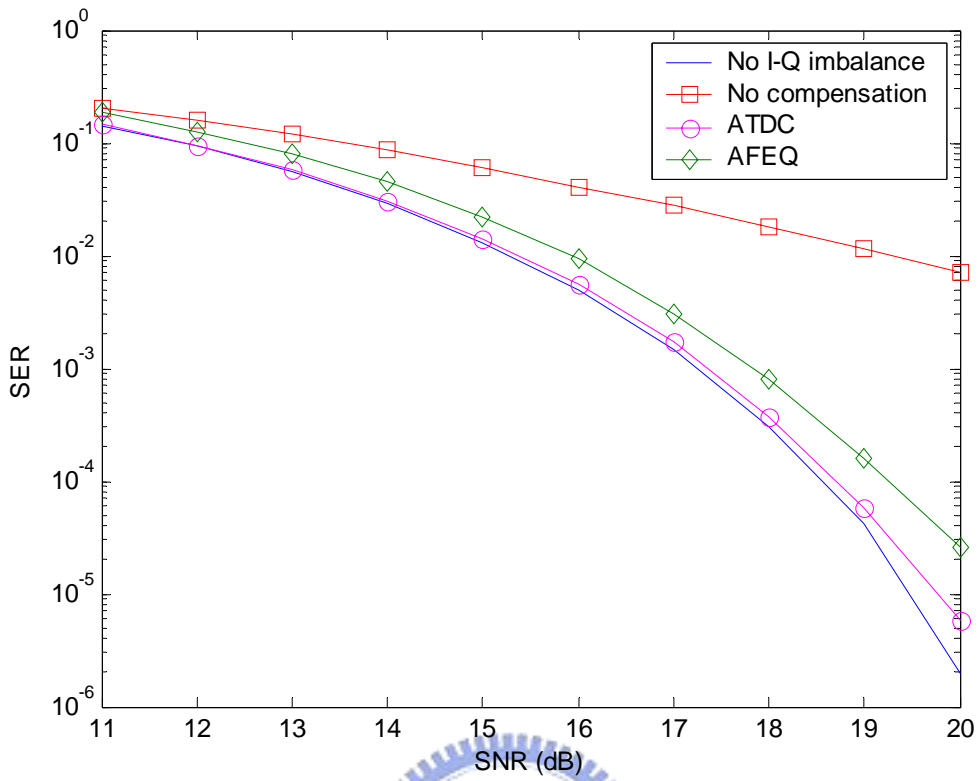


圖 4.13 AWGN 通道下適應性頻域等化器與適應性時域補償器效能比較圖

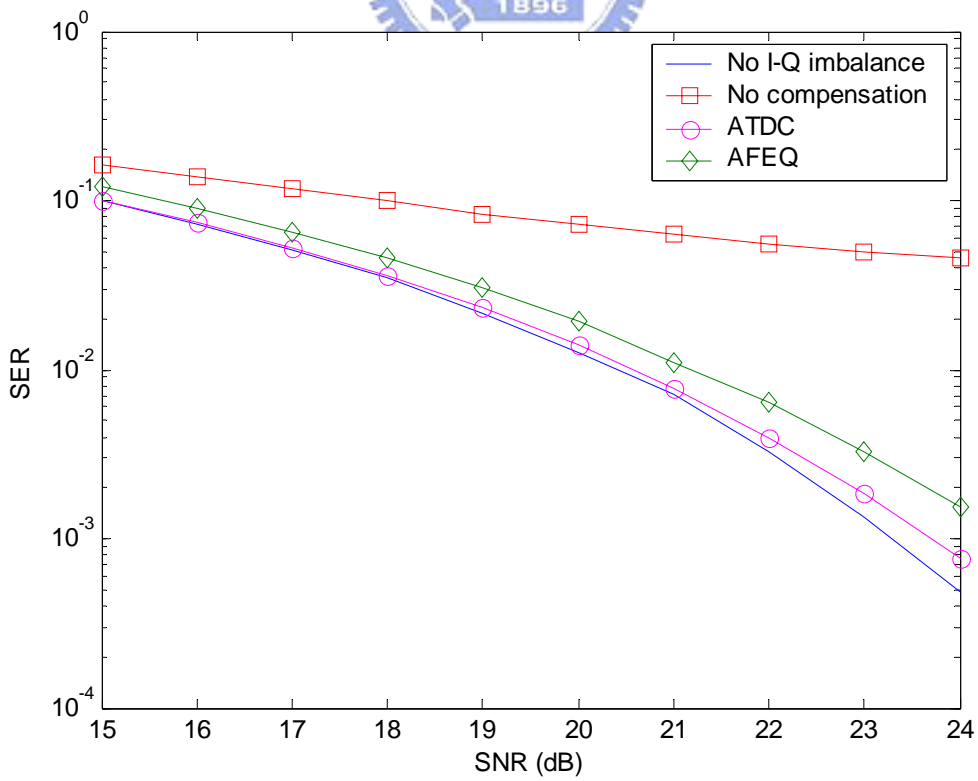


圖 4.14 多路徑通道下適應性頻域等化器與適應性時域補償器效能比較圖

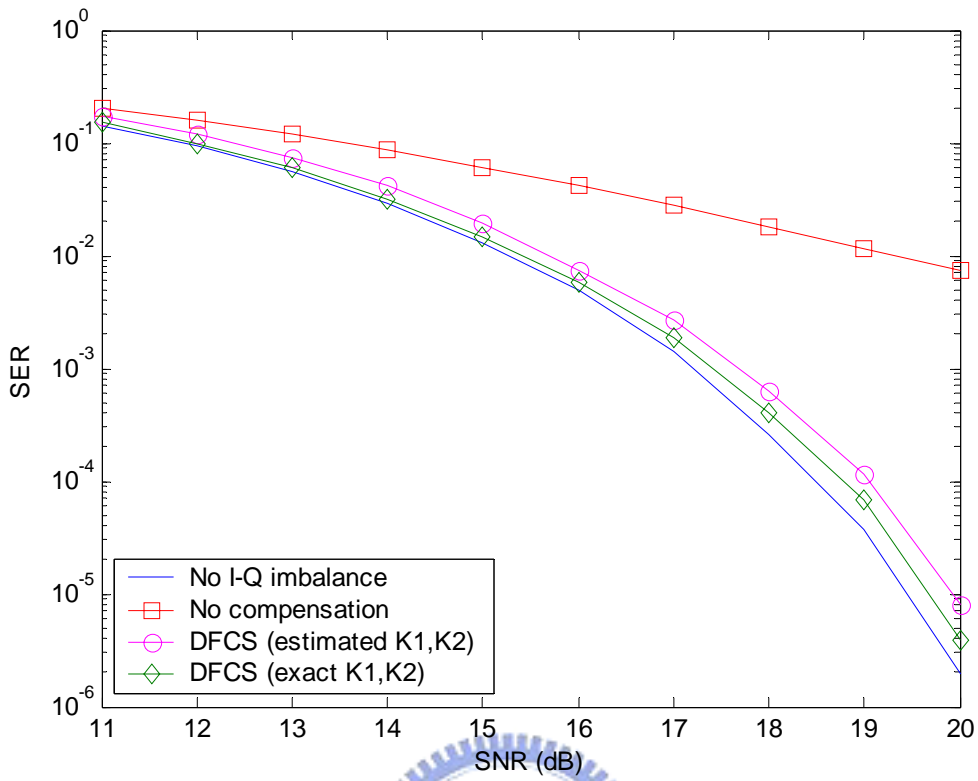


圖 4.15 AWGN 通道下使用決策迴授修正架構補償 I-Q 不平衡效應模擬圖

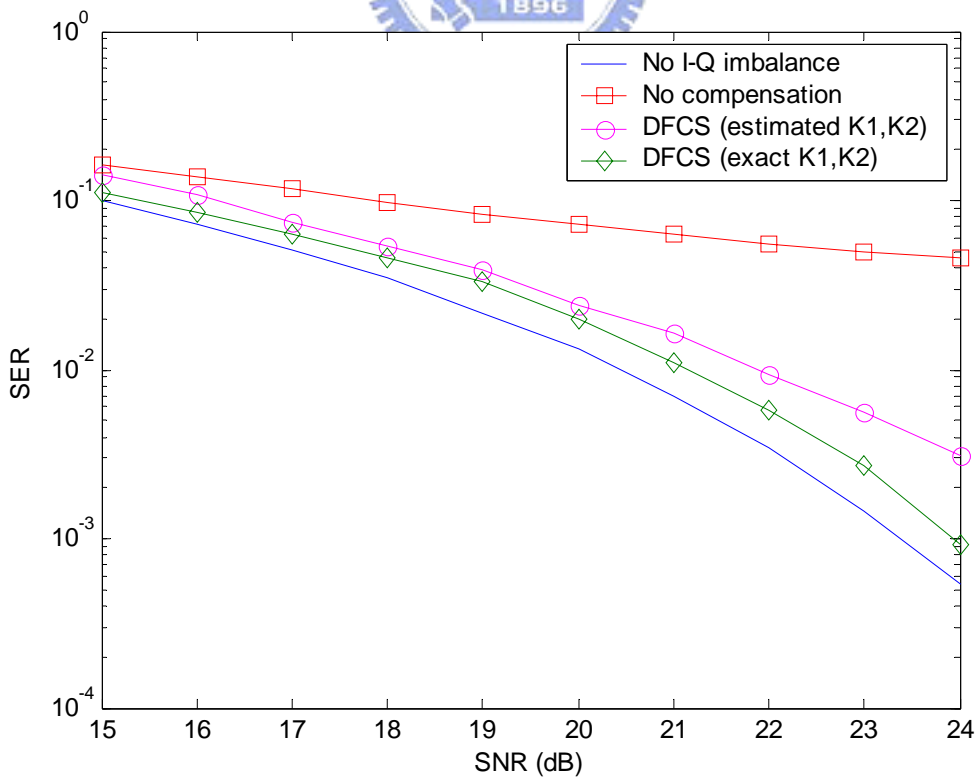


圖 4.16 多路徑通道下使用決策迴授修正架構補償 I-Q 不平衡效應模擬圖

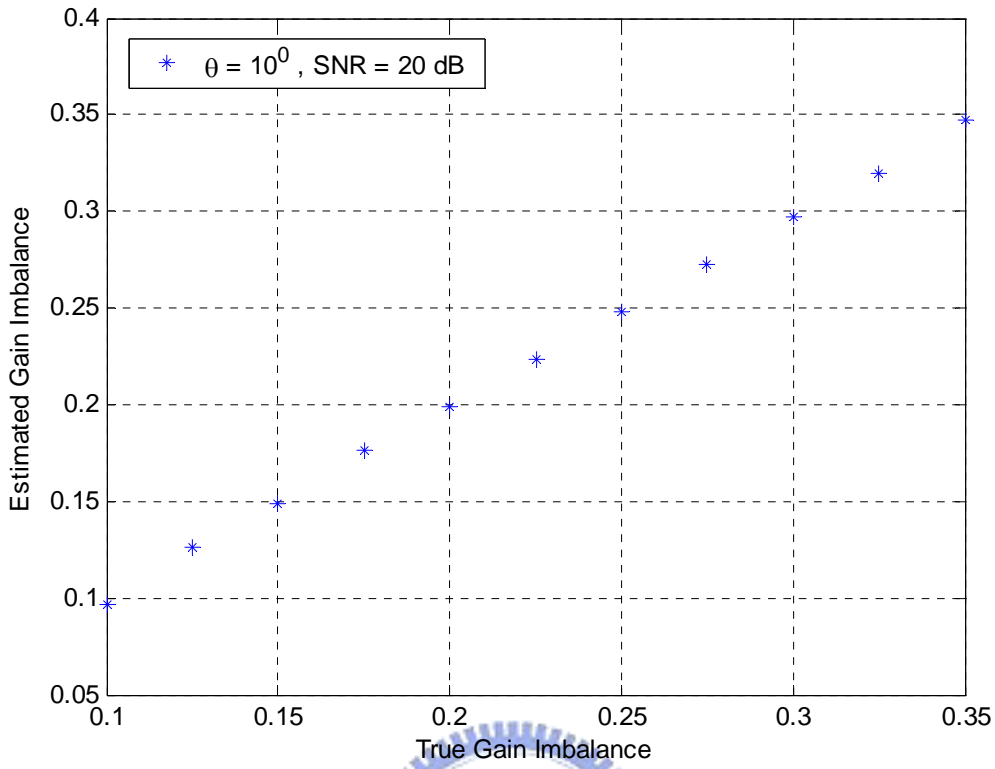


圖 4.17 之預估值與真正值比較圖

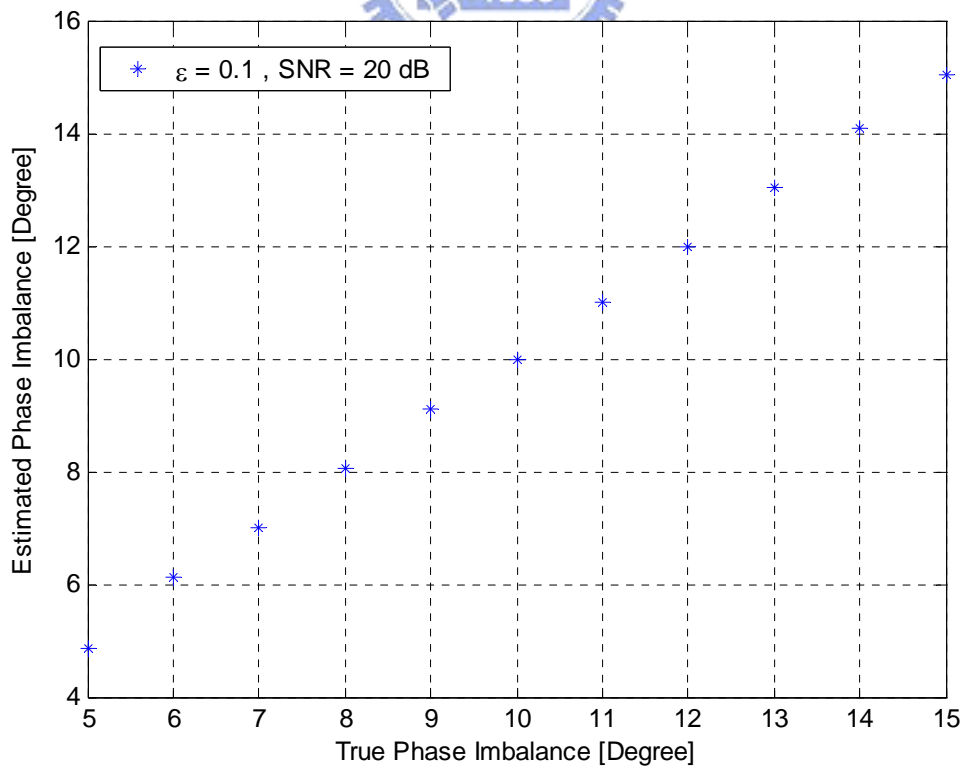


圖 4.18 之預估值與真正值比較圖

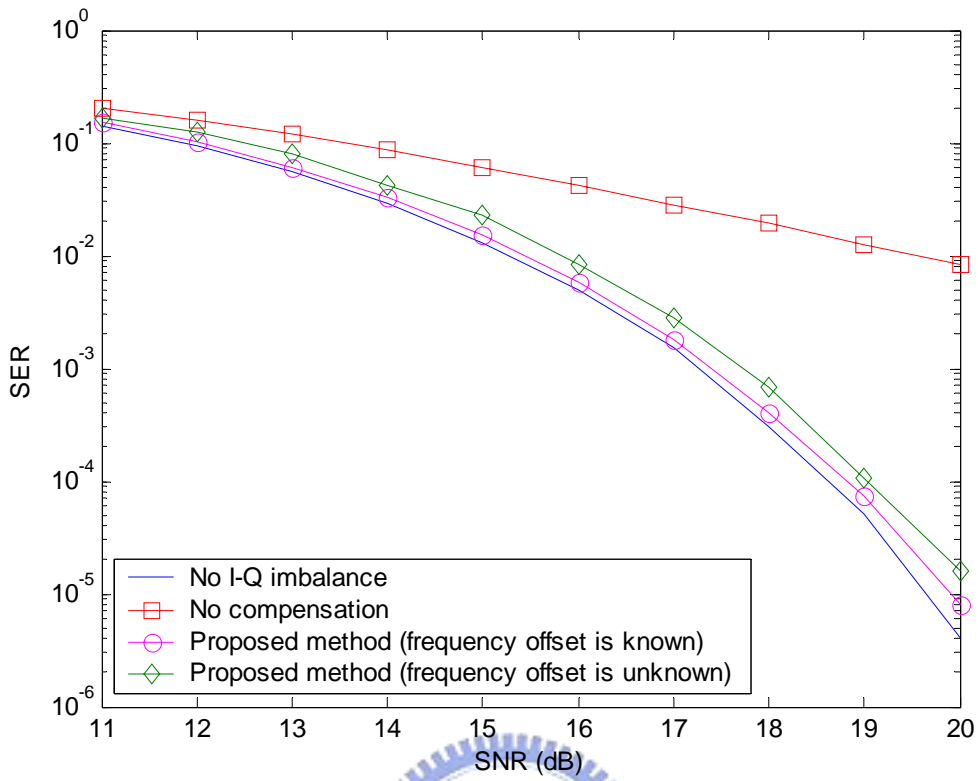


圖 4.19 AWGN 通道下使用新方法補償 I-Q 不平衡效應之模擬圖

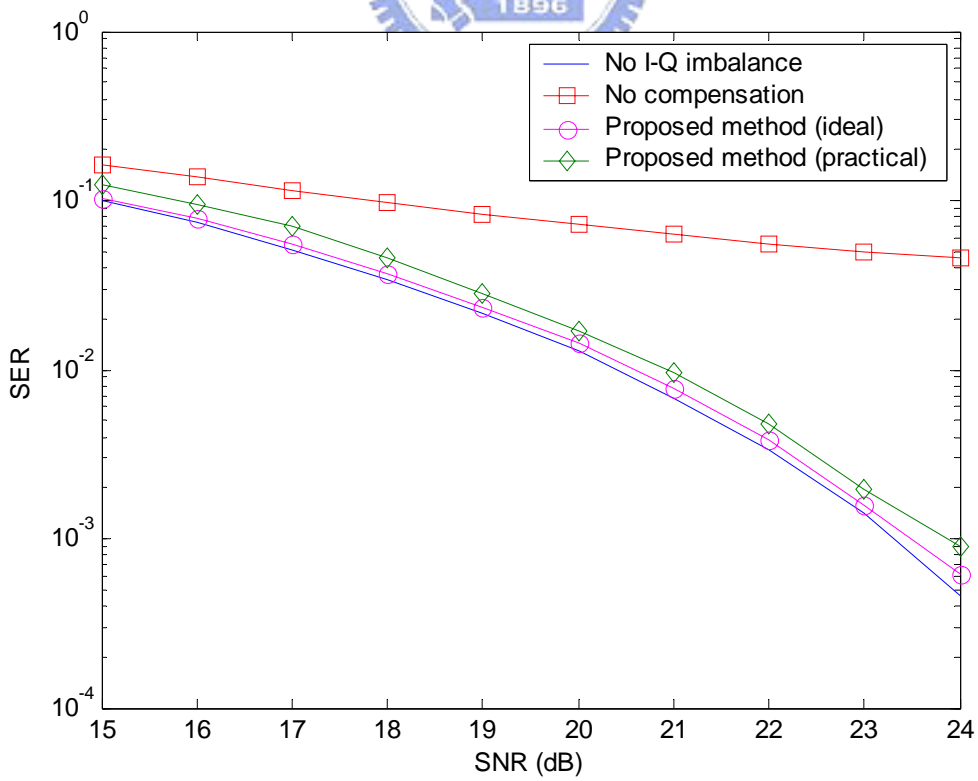


圖 4.20 多路徑通道下使用新方法補償 I-Q 不平衡效應之模擬圖

第五章 OFDM 系統之 ISI 消除

在第三章我們曾經提過，在 OFDM 系統中對抗 ISI 的有效方法就是在每個 symbol 之前加上一段保護區間(Guard interval)，其長度必須大於等於通道響應的長度，否則仍舊會有 ISI 的情形產生。但若通道響應的長度很長時，為了避免 guard interval 太長而造成頻寬使用效率的降低，因此，我們需要在接收端加上一濾波器，將通道響應的長度縮減至 guard interval 以內，此濾波器即所謂的時域等化器(TEQ)。經過 TEQ 的訊號，在通過 FFT 解調變後，再經過 FEQ 補償因通道所造成的振幅衰減和相位偏移，達到還原訊號的目的。TEQ、FEQ 的等化器訓練架構如圖 5.1 所示。

觀察圖 5.1，假設 Cyclic Prefix 的長度為 v ，通道為 $h(n)$ ，TEQ 為 $w(n)$ ， $b(n)$ 為一長度限定在 $v+1$ 的濾波器。訊號在通過 TEQ 後，我們期望 TEQ 將通道脈衝響應長度縮短至小於或等於 $v+1$ 。換句話說，等化後的脈衝響應變成：

$$h(n) * w(n) = \delta(n - Delay) * b(n) \quad (5.1)$$

其中*代表 convolution，我們稱 $b(n)$ 為縮短之脈衝響應(Shortened Impulse Response, SIR)。如果 $b(n)$ 的長度小於或等於 $v+1$ ，那麼在 Cyclic Prefix 的緩衝之下，前一個 symbol 將不會干擾到下一個 symbol。而 $x(n)$ 經過 channel 再通過 TEQ 後的訊號可等效表示為 $x(n)$ 與 $b(n)$ 之 N 點的 circular convolution。最後我們只要將上述訊號作 FFT 轉換至頻域，用此頻域訊號去除以等效通道 $b(n)$ 的頻率響應 $B(k)$ ，即可得到原來的 $X(k)$ ，進而還原成原來的資料序列。其中，除以 $B(k)$ 這個動作的單元，即為 FEQ。接下來的章節中，我們將介紹三種較常見的等化器演算法及提出一種新的方法來處理當通道響應長度大於 guard interval 長度時的問題。

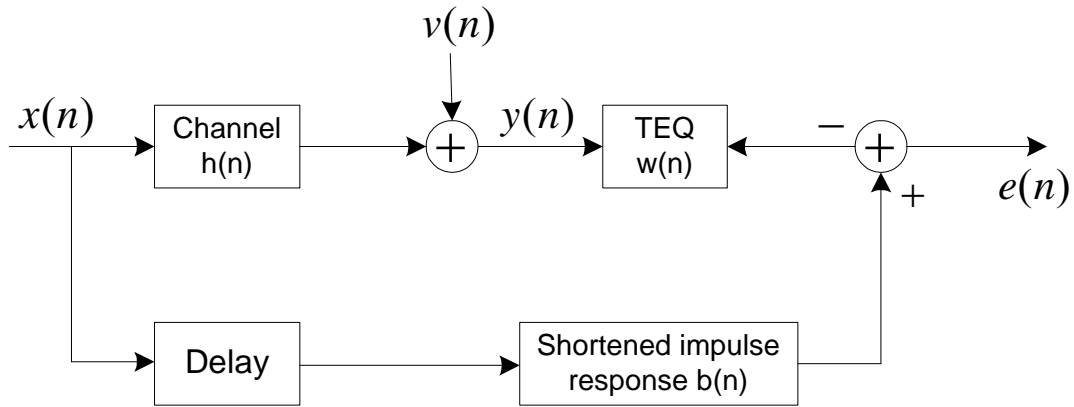


圖 5.1 等化器架構圖

5.1 MMSE 最佳解

關於 MMSE 的 TEQ 設計，可以圖 5.1 來解釋。此架構主要由 FIR 等化器串接通道，以及一個由延遲和 FIR 濾波器元件所組成的平行分支共同所組成。利用 MMSE 來設計 TEQ 的係數 $w(n)$ ，其目的在於使訊號經過 TEQ 後的輸出與經過 $b(n)$ 後的輸出，之間的均方誤差值減少到最小。假設在任何的輸入訊號下誤差可降至零，則表示此架構的上下兩分支路徑是等效的。以下利用數學式子描述 MMSE 演算法。

假設所傳送的訊號為 $x(n)$ ，經過通道後接收端收到 $y(n)$ ，TEQ 係數 $w(n)$ 的長度為 L ， $b(n)$ 的長度為 $v+1$ 。我們希望找到一組 $w(n)$ 和 $b(n)$ 使滿足

$$\min_{w(n), b(n)} E \left[|e(n)|^2 \right] = \min_{w(n), b(n)} E \left[|x_{\Delta}(n) * b(n) - y(n) * w(n)|^2 \right] \quad (5.2)$$

上式中的 Δ 表示 $x(n)$ 經過一特定的延遲。將上述的 w 、 b 、 x 、 y 向量化為

$$\begin{aligned} \mathbf{w} &= [w_0 \ \cdots \ w_{L-1}]^T \\ \mathbf{b} &= [b_0 \ \cdots \ b_v]^T \\ \mathbf{x}(n) &= [x(n-\Delta) \ \cdots \ x(n-\Delta-v)]^T \\ \mathbf{y}(n) &= [y(n) \ \cdots \ y(n-L+1)]^T \end{aligned} \quad (5.3)$$

則上式可以向量表示成：

$$\min_{\mathbf{b}, \mathbf{w}} E \left[|e(n)|^2 \right] = \min_{\mathbf{b}, \mathbf{w}} E \left[|\mathbf{b}^T \mathbf{x}(n) - \mathbf{w}^T \mathbf{y}(n)|^2 \right] \quad (5.4)$$

將 mean square error 展開

$$\begin{aligned}
 E[|e(n)|^2] &= E\left[\left|\mathbf{b}^T \mathbf{x}(n) - \mathbf{w}^T \mathbf{y}(n)\right|^2\right] \\
 &= \mathbf{b}^T E\left[\mathbf{x}(n)\mathbf{x}(n)^T\right] \mathbf{b} + \mathbf{w}^T E\left[\mathbf{y}(n)\mathbf{y}(n)^T\right] \mathbf{w} - \mathbf{b}^T E\left[\mathbf{x}(n)\mathbf{y}(n)^T\right] \mathbf{w} - \mathbf{w}^T E\left[\mathbf{y}(n)\mathbf{x}(n)^T\right] \mathbf{b} \quad (5.5) \\
 &= \mathbf{b}^T \mathbf{R}_{xx} \mathbf{b} + \mathbf{w}^T \mathbf{R}_{yy} \mathbf{w} - 2\mathbf{b}^T \mathbf{R}_{xy} \mathbf{w}
 \end{aligned}$$

將上式對 \mathbf{w} 微分，並設微分值等於零，得

$$\begin{aligned}
 \frac{\partial}{\partial \mathbf{w}} E[|e(n)|^2] &= 2\mathbf{R}_{yy} \mathbf{w} - 2\mathbf{R}_{xy}^T \mathbf{b} \\
 \Rightarrow \mathbf{w}_{opt} &= \mathbf{R}_{yy}^{-1} \mathbf{R}_{xy}^T \mathbf{b}
 \end{aligned} \quad (5.6)$$

將上式代回(5.5)式，得

$$E[|e(n)|^2] = \mathbf{b}^T \left(\mathbf{R}_{xx} - \mathbf{R}_{xy} \left(\mathbf{R}_{yy}^{-1} \right) \mathbf{R}_{xy}^T \right) \mathbf{b} = \mathbf{b}^T \mathbf{R}_{x|y} \mathbf{b} \quad (5.7)$$

(5.7)式存有一 trivial 之最佳解 $\mathbf{b}_{opt} = 0$ ，為避免此種狀況，我們需要加入一些限制(constraint)。比如設定 $\mathbf{b}_{opt}^T \mathbf{b}_{opt} = 1$ ，那麼最佳解經證明為 $\mathbf{R}_{x|y}$ 中對應到最小 eigenvalue 的 eigenvector。得到 \mathbf{b}_{opt} 之後，代回(5.6)式即可求得 \mathbf{w}_{opt} 。

5.2 時域適應性演算法

另一個求取 MMSE 係數的方法，是以適應性演算法求出近似解。由傳送端發出訓練訊號，接收端在收到後，以 LMS 遞迴求出 MMSE 的近似解。

$$\begin{aligned}
 e(n) &= \mathbf{b}(n)^T \mathbf{x}(n) - \mathbf{w}(n)^T \mathbf{y}(n) \\
 \mathbf{b}(n+1) &= \mathbf{b}(n) - \mu_b e(n) \mathbf{x}(n) \\
 \mathbf{w}(n+1) &= \mathbf{w}(n) + \mu_w e(n) \mathbf{y}(n)
 \end{aligned} \quad (5.8)$$

$$\begin{aligned}
 \text{where } \mathbf{x}(n) &= [x(n-\Delta) \ x(n-\Delta-1) \ \cdots \ x(n-\Delta-\nu+1) \ x(n-\Delta-\nu)]^T \\
 \mathbf{y}(n) &= [y(n) \ y(n-1) \ \cdots \ y(n-L+2) \ y(n-L+1)]^T
 \end{aligned}$$

$\mathbf{b}(n)$ 、 $\mathbf{x}(n)$ 為長度 $\nu+1$ 的向量， $\mathbf{w}(n)$ 、 $\mathbf{y}(n)$ 為長度 L 的向量。為避免 \mathbf{b} 、 \mathbf{w} 收斂到 trivial solution，我們可以加入一 constraint，在每次 update 後調整 \mathbf{b} 或 \mathbf{w} 的能量，在我們的模擬中，我們設 \mathbf{b} 的能量為 1，即 $\mathbf{b}^T \mathbf{b} = 1$ 。

5.3 最佳通道響應縮減 (Optimal shortening)

若通道響應長度大於 CP 長度時，我們希望透過 TEQ 來縮短通道的脈衝響應，以降低 ISI。此外，我們也希望利用 TEQ 能將通道 $h(n)$ 的能量縮短集中在一個等於 CP 長度的區間之內，並盡可能地把此區間以外的能量降到最低。假設在通道脈衝響應已知的條件下， $h_{\text{eff}}(n)$ 為通道 $h(n)$ 通過 $w(n)$ 的輸出，其可以向量表示如(5.9)式：

$$\mathbf{h}_{\text{eff}} = \mathbf{H}\mathbf{w} = \begin{bmatrix} h_{\text{eff}}(0) \\ h_{\text{eff}}(1) \\ \vdots \\ h_{\text{eff}}(N+L-3) \\ h_{\text{eff}}(N+L-2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h(0) & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ h(1) & h(0) & 0 & \cdots & 0 \\ h(2) & h(1) & h(0) & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h(N-1) & h(N-2) & h(N-3) & \cdots & h(N-L) \\ 0 & h(N-1) & h(N-2) & \cdots & h(N-L+1) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & h(N-1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w(0) \\ w(1) \\ \vdots \\ w(L-1) \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

其中 N 為通道響應的長度， L 為 TEQ 的長度。考慮在 $h_{\text{eff}}(n)$ 加入適當的延遲 d ，我們把 \mathbf{h}_{eff} 分為兩個部分，將等效通道從第 d 個取樣點之後長度為 $v+1$ 個取樣點，定義為區間內的部分 \mathbf{h}_{win} ，其餘則定義為區間外的部分 \mathbf{h}_{wall} 。則 \mathbf{h}_{win} 和 \mathbf{h}_{wall} 可分別表示成：

$$\begin{aligned}
\mathbf{h}_{\text{win}} &= \begin{bmatrix} h_{\text{eff}}(d) \\ h_{\text{eff}}(d+1) \\ \vdots \\ h_{\text{eff}}(d+v) \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} h(d) & h(d-1) & \cdots & h(d-L+1) \\ h(d+1) & h(d) & \cdots & h(d-L+2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h(d+v) & h(d+v-1) & \cdots & h(d+v-L+1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w(0) \\ w(1) \\ \vdots \\ w(L-1) \end{bmatrix} = \mathbf{H}_{\text{win}} \mathbf{w}
\end{aligned} \tag{5.10}$$

$$\begin{aligned}
\mathbf{h}_{\text{wall}} &= \begin{bmatrix} h_{\text{eff}}(0) \\ \vdots \\ h_{\text{eff}}(d-1) \\ h_{\text{eff}}(d+v+1) \\ \vdots \\ h_{\text{eff}}(N+L-2) \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} h(0) & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ h(d-1) & h(d-2) & \cdots & h(d-L) \\ h(d+v+1) & h(d+v) & \cdots & h(d+v-L+2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & h(N-1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w(0) \\ w(1) \\ \vdots \\ w(L-1) \end{bmatrix} = \mathbf{H}_{\text{wall}} \mathbf{w}
\end{aligned} \tag{5.11}$$

定義 shortening SNR(SSNR)為 \mathbf{h}_{win} 與 \mathbf{h}_{wall} 兩者的能量比,那在縮短通道脈衝響應的前提下,我們希望 SSNR 愈大愈好, SSNR 可以(5.12)式表示:

$$SSNR = \frac{\|\mathbf{h}_{\text{win}}\|^2}{\|\mathbf{h}_{\text{wall}}\|^2} = \frac{\mathbf{w}^T \mathbf{H}_{\text{win}}^T \mathbf{H}_{\text{win}} \mathbf{w}}{\mathbf{w}^T \mathbf{H}_{\text{wall}}^T \mathbf{H}_{\text{wall}} \mathbf{w}} = \frac{\mathbf{w}^T \mathbf{A} \mathbf{w}}{\mathbf{w}^T \mathbf{B} \mathbf{w}} \tag{5.12}$$

此時矩陣 \mathbf{B} 為可逆,又由於 \mathbf{B} 為對稱矩陣,所以可以用 Cholesky decomposition 分解成(5.13)式:

$$\begin{aligned}
\mathbf{B} &= \mathbf{Q} \mathbf{\Lambda} \mathbf{Q}^T = (\mathbf{Q} \sqrt{\mathbf{\Lambda}}) (\sqrt{\mathbf{\Lambda}} \mathbf{Q}^T) \\
&= (\mathbf{Q} \sqrt{\mathbf{\Lambda}}) (\mathbf{Q} \sqrt{\mathbf{\Lambda}})^T = \sqrt{\mathbf{B}} \sqrt{\mathbf{B}}^T
\end{aligned} \tag{5.13}$$

令一新向量 \mathbf{r} :

$$\mathbf{r} = \sqrt{\mathbf{B}}^T \mathbf{w} \quad (5.14)$$

則

$$\mathbf{r}^T \mathbf{r} = \mathbf{w}^T \mathbf{B} \mathbf{w} = 1 \quad (5.15)$$

此即 \mathbf{h}_{wall} 的能量。 \mathbf{h}_{win} 的能量亦可以 \mathbf{r} 表示 :

$$\begin{aligned} \mathbf{w}^T \mathbf{A} \mathbf{w} &= \mathbf{r}^T \left(\sqrt{\mathbf{B}} \right)^{-1} \mathbf{A} \left(\sqrt{\mathbf{B}}^T \right)^{-1} \mathbf{r} \\ &= \mathbf{r}^T \mathbf{C} \mathbf{r} \end{aligned} \quad (5.16)$$

此時最佳化的問題變成在 $\mathbf{r}^T \mathbf{r} = 1$ 條件下，尋找 $\mathbf{r}^T \mathbf{C} \mathbf{r}$ 的最大值。能使(5.16)式最大化的 \mathbf{r} 為矩陣 \mathbf{C} 的最大 eigenvalue λ_{max} 所對應的 unit eigenvector，假設為 \mathbf{l}_{max} 。則 TEQ 最佳的解為

$$\mathbf{w}_{\text{opt}} = \left(\sqrt{\mathbf{B}}^T \right)^{-1} \mathbf{l}_{\text{max}} \quad (5.17)$$

最佳的 SSNR 為 :

$$SSNR_{\text{max}} = \lambda_{\text{max}} \quad (5.18)$$

此時我們得到了最佳的通道縮減。

這即是 MSSNR(Maximize shortening SNR)演算法，就是最小化 SIR 響應當中會造成 ISI 的部分。如果區間以外的能量有效地降至零，則通道的確是被完全地縮短且 ISI 的部分被完整的消除，此時我們可稱之為 MSSNR 的最佳解。但就實際上來說，即使擁有最好的 MSSNR，也並不能保證具有最大的傳輸量。

MSSNR 設計的第二個缺點在於其牽扯到非常複雜的矩陣運算，包括尋找 eigenvalue 與 eigenvector 以及計算 Cholesky decomposition，使得在實際應用上產生相當的困難。另一點則是此演算法必須在知道通道響應的前提下才能進行，因此實際上必須事先作通道估計。

5.4 Frame-based decision feedback equalization (FDFE)

在此節當中，我們將提出一種新的演算法直接來處理當通道脈衝響應長度大於 CP 長度時的情況，此演算法並未使用到 TEQ 來縮短通道脈衝響應的長度，其主要概念為將因通道脈衝響應長度大於 CP 長度時所產生之 ISI，也就是前一個 symbol 會對於下一個 symbol 造成干擾的那些干擾項直接扣除。而這些干擾項裡包含了前一個 symbol 以及通道脈衝響應的資訊，因此我們必須先作通道預估。以下我們將藉由一個例子詳細地來描述此演算法的過程。

考慮一個長度為 8，CP 長度為 2 的符元，則傳送的訊號為 $\mathbf{x} = [x(6) \ x(7) \ x(0) \ x(1) \ x(2) \ x(3) \ x(4) \ x(5) \ x(6) \ x(7)]^T$ 。假設通道脈衝響應為 $\mathbf{h} = [h(0) \ h(1) \ h(2) \ h(3) \ h(4) \ h(5)]^T$ ，接收到的訊號(若 CP 已經移除)為 $\mathbf{y} = [y(0) \ y(1) \ y(2) \ y(3) \ y(4) \ y(5) \ y(6) \ y(7)]^T$ ，透過 $y(n) = \sum h(k)x(n-k)$ 的關係式，我們可得到下列之式子(假設不考慮前一個 symbol 干擾的情形下)：

$$\begin{bmatrix} y(0) \\ y(1) \\ y(2) \\ y(3) \\ y(4) \\ y(5) \\ y(6) \\ y(7) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x(0) & x(7) & x(6) & 0 & 0 & 0 \\ x(1) & x(0) & x(7) & x(6) & 0 & 0 \\ x(2) & x(1) & x(0) & x(7) & x(6) & 0 \\ x(3) & x(2) & x(1) & x(0) & x(7) & x(6) \\ x(4) & x(3) & x(2) & x(1) & x(0) & x(7) \\ x(5) & x(4) & x(3) & x(2) & x(1) & x(0) \\ x(6) & x(5) & x(4) & x(3) & x(2) & x(1) \\ x(7) & x(6) & x(5) & x(4) & x(3) & x(2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h(0) \\ h(1) \\ h(2) \\ h(3) \\ h(4) \\ h(5) \end{bmatrix} \quad (5.19)$$

上式中三角形虛線所圍的項為若考慮前一個 symbol 干擾而對目前 symbol 所造成的 ISI 干擾項之所在位置。(5.19)式寫成矩陣表示式為：

$$\mathbf{y} = \bar{\mathbf{X}}\mathbf{h} \quad (5.20)$$

其中 $\bar{\mathbf{X}}$ 為(5.19)式中的矩陣。

令 \mathbf{G} 為 DFT matrix，將(5.20)式乘上 \mathbf{G} (即作 DFT 的運算)，我們可得

$$\begin{aligned}\mathbf{Gy} &= \mathbf{G}\bar{\mathbf{X}}\mathbf{h} \\ &= \mathbf{G}[\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \mathbf{x}_3, \mathbf{x}_4, \mathbf{x}_5, \mathbf{x}_6]\mathbf{h} \\ &= h(0)\mathbf{Gx}_1 + h(1)\mathbf{Gx}_2 + h(2)\mathbf{Gx}_3 + h(3)\mathbf{Gx}_4 + h(4)\mathbf{Gx}_5 + h(5)\mathbf{Gx}_6\end{aligned}\quad (5.21)$$

其中 \mathbf{x}_i 為矩陣 $\bar{\mathbf{X}}$ 的第 i 個 column， \mathbf{Gx}_1 、 \mathbf{Gx}_2 及 \mathbf{Gx}_3 分別是 \mathbf{x}_1 、 \mathbf{x}_2 與 \mathbf{x}_3 的 DFT 轉換，它們之間的關係只差一個相位旋轉(phase rotation)量。接下來我們將預估通道的脈衝響應，這可先利用 pilot 訊號計算出 \mathbf{Gx}_i 在 pilot tone 上的值

$$\{\mathbf{Gy}\}_{pilots} = \{\mathbf{G}\bar{\mathbf{X}}\}_{pilots} \mathbf{h} \quad (5.22)$$

之後可使用 Least-squares(LS)的方法來進一步預估 \mathbf{h} 。

\mathbf{h} 獲得後，接下來我們必須把前一個 symbol 對於目前 symbol 所造成的干擾項扣除，在此我們假設前一個 symbol $[z(n)]$ 是以決策迴授(decision feedback)的方式來獲得的。而接收到的訊號(考慮前一個 symbol 干擾的情形)可表示為：

$$\begin{bmatrix} y(0) \\ y(1) \\ y(2) \\ y(3) \\ y(4) \\ y(5) \\ y(6) \\ y(7) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x(0) & x(7) & x(6) & z(7) & z(6) & z(5) \\ x(1) & x(0) & x(7) & x(6) & z(7) & z(6) \\ x(2) & x(1) & x(0) & x(7) & x(6) & z(7) \\ x(3) & x(2) & x(1) & x(0) & x(7) & x(6) \\ x(4) & x(3) & x(2) & x(1) & x(0) & x(7) \\ x(5) & x(4) & x(3) & x(2) & x(1) & x(0) \\ x(6) & x(5) & x(4) & x(3) & x(2) & x(1) \\ x(7) & x(6) & x(5) & x(4) & x(3) & x(2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h(0) \\ h(1) \\ h(2) \\ h(3) \\ h(4) \\ h(5) \end{bmatrix} \quad (5.23)$$

因此將三角形虛線所圍之干擾項扣除的話，我們可得；

$$\begin{aligned}\hat{y}(0) &= y(0) - \tilde{z}(7)\tilde{h}(3) - \tilde{z}(6)\tilde{h}(4) - \tilde{z}(5)\tilde{h}(5) \\ \hat{y}(1) &= y(1) - \tilde{z}(7)\tilde{h}(4) - \tilde{z}(6)\tilde{h}(5) \\ \hat{y}(2) &= y(2) - \tilde{z}(7)\tilde{h}(5)\end{aligned}\quad (5.24)$$

則我們便可得到與(5.19)式相同的式子。

依(5.24)式修正好接收到的訊號之後，接下來便要解決接收到訊號中之通道效應的部分，進一步來還原原本傳送的訊號。

(5.19)式子可以改寫成下式：

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} y(0) \\ y(1) \\ y(2) \\ y(3) \\ y(4) \\ y(5) \\ y(6) \\ y(7) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} h(0) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & h(2) & h(1) \\ h(1) & h(0) & 0 & 0 & 0 & 0 & h(3) & h(2) \\ h(2) & h(1) & h(0) & 0 & 0 & 0 & h(4) & h(3) \\ h(3) & h(2) & h(1) & h(0) & 0 & 0 & h(5) & h(4) \\ h(4) & h(3) & h(2) & h(1) & h(0) & 0 & 0 & h(5) \\ h(5) & h(4) & h(3) & h(2) & h(1) & h(0) & 0 & 0 \\ 0 & h(5) & h(4) & h(3) & h(2) & h(1) & h(0) & 0 \\ 0 & 0 & h(5) & h(4) & h(3) & h(2) & h(1) & h(0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(0) \\ x(1) \\ x(2) \\ x(3) \\ x(4) \\ x(5) \\ x(6) \\ x(7) \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} h(0) & 0 & 0 & h(5) & h(4) & h(3) & h(2) & h(1) \\ h(1) & h(0) & 0 & 0 & h(5) & h(4) & h(3) & h(2) \\ h(2) & h(1) & h(0) & 0 & 0 & h(5) & h(4) & h(3) \\ h(3) & h(2) & h(1) & h(0) & 0 & 0 & h(5) & h(4) \\ h(4) & h(3) & h(2) & h(1) & h(0) & 0 & 0 & h(5) \\ h(5) & h(4) & h(3) & h(2) & h(1) & h(0) & 0 & 0 \\ 0 & h(5) & h(4) & h(3) & h(2) & h(1) & h(0) & 0 \\ 0 & 0 & h(5) & h(4) & h(3) & h(2) & h(1) & h(0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(0) \\ x(1) \\ x(2) \\ x(3) \\ x(4) \\ x(5) \\ x(6) \\ x(7) \end{bmatrix} + \\
 &\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -h(5) & -h(4) & -h(3) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -h(5) & -h(4) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -h(5) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(0) \\ x(1) \\ x(2) \\ x(3) \\ x(4) \\ x(5) \\ x(6) \\ x(7) \end{bmatrix} \quad (5.25)
 \end{aligned}$$

我們可以將上列矩陣式子寫成下式：

$$\begin{aligned}
 \mathbf{y} &= \bar{\mathbf{H}}\mathbf{x} + \bar{\mathbf{H}}'\mathbf{x} \\
 &= \mathbf{G}^H \Lambda \mathbf{G}\mathbf{x} + \bar{\mathbf{H}}'\mathbf{G}^H \mathbf{G}\mathbf{x} \\
 \Rightarrow (\mathbf{G}\mathbf{y}) &= \Lambda(\mathbf{G}\mathbf{x}) + (\mathbf{G}\bar{\mathbf{H}}'\mathbf{G}^H)(\mathbf{G}\mathbf{x})
 \end{aligned} \quad (5.26)$$

(5.26)式的結果是因為 $\bar{\mathbf{H}}$ 為 circulant 矩陣，所以 $\bar{\mathbf{H}}$ 可分解成 $\mathbf{G}^H \mathbf{\Lambda} \mathbf{G}$ ，其中 $\mathbf{\Lambda}$ 為只在主對角線上有值的矩陣，而其值是通道響應的 DFT 項。

若按一般 FEQ 的補償方式將 $\mathbf{G}\mathbf{y}$ 除以通道的響應，也就是以 $\mathbf{\Lambda}^{-1}$ 乘上 $\mathbf{G}\mathbf{y}$ 的話，則(5.26)式會變為：

$$\mathbf{\Lambda}^{-1}(\mathbf{G}\mathbf{y}) = \mathbf{G}\mathbf{x} + \mathbf{\Lambda}^{-1}(\mathbf{G}\bar{\mathbf{H}}^H \mathbf{G}^H)(\mathbf{G}\mathbf{x}) \quad (5.27)$$

由(5.27)式可以很明顯的看出，我們並未得到最佳的決策結果 $\mathbf{G}\mathbf{x}$ ，而是還會加上(5.27)式最後一項的干擾項。因此，在處理當通道脈衝響應長度大於 CP 長度時的情形下，為了得到最佳的決策結果，我們必須使得：

$$(\mathbf{\Lambda} + \mathbf{G}\bar{\mathbf{H}}^H \mathbf{G}^H)^{-1}(\mathbf{G}\mathbf{y}) = (\mathbf{G}\mathbf{x}) \quad (5.28)$$

由(5.25)式中我們知道 $\bar{\mathbf{H}}$ 只有三角形虛線所圍的項有值外，其餘項皆為零。因此為了簡化(5.28)式中反矩陣運算的計算量，我們可以善用上述所提到 $\bar{\mathbf{H}}$ 的特性，並且利用 matrix inversion lemma 來達到降低計算複雜度的目標。matrix inversion lemma 的公式如下：

$$\begin{aligned} \mathbf{A} &= \mathbf{B}^{-1} + \mathbf{C}\mathbf{D}^{-1}\mathbf{C}^H \\ \Rightarrow \mathbf{A}^{-1} &= \mathbf{B} - \mathbf{B}\mathbf{C}(\mathbf{D} + \mathbf{C}^H\mathbf{B}\mathbf{C})^{-1}\mathbf{C}^H\mathbf{B} \end{aligned} \quad (5.29)$$

5.5 模擬結果分析

在本節中，首先我們先針對時域適應性演算法(LMS)及最佳通道響應縮減(MSSNR)分別在三個不同通道環境下作模擬分析，藉由其模擬結果來觀察通道脈衝響應是否有效地被縮短。在此我們令 TEQ 長度為 16，CP 長度為 32，FFT size = 2048，調變方式為 16QAM，所使用之三個通道脈衝響應如圖 5.2、圖 5.3 及圖 5.4 所示。

圖 5.5 至圖 5.10 為使用時域適應性演算法(LMS)在三個不同通道環境下的模擬結果，由結果可看出，在通道 1 及通道 2 的情況下，通道脈衝響應皆能有效地被縮短至 CP 的長度內，而且 effective impulse response $\mathbf{h}_{\text{eff}}(n)$

與 target impulse response $b(n)$ 是幾近等效的。但在通道 3(通道狀況非常差)的情形下，則可以很明顯的看出此演算法無法有效地縮短通道脈衝響應。

圖 5.11 至圖 5.13 為使用最佳通道響應縮減(MSSNR)在三個不同通道環境下的模擬結果，相同地，由結果可看出，在通道 1 及通道 2 的情況下此演算法能有效地將通道脈衝響應縮短至 CP 長度內，但對於通道 3 來說，此演算法並無法有效地運作。

接下來我們將利用在 5.4 節中所提出之新的演算法來直接處理當通道脈衝響應長度大於 CP 長度時的情形。在此參數之設定為：FFT 長度為 256，CP 長度為 16，調變方式為 16QAM，而所使用之通道模型如圖 5.14 所示，其長度為 25。此演算法並未使用到 TEQ 來縮短通道脈衝響應，主要是把前一個 symbol 對於下一個 symbol 產生之干擾項扣除，我們將觀察其最後之 SER(Symbol error rate) vs. SNR 之圖形來驗證此演算法是否有效

圖 5.15 為利用此新演算法模擬出來的結果，在此我們使用了 10 個 symbol 來估計通道脈衝響應，圖中最上面那條未修正之曲線在 SNR 值很大時會幾近於一直線，主要原因是當 SNR 很大時，雜訊相對地很小，因此此時系統的效能好壞變成主要是由 ISI 來決定(dominate)；圖中 ideal 的曲線是將通道脈衝響應中大於 CP 長度之部分忽略而所得到的模擬結果；此外，我們亦可由圖中觀察得知分別利用(5.27)式及(5.28)式來作最後決策動作的模擬結果。由結果可看出，此新演算法的確能夠有效地解決當通道脈衝響應長度大於 CP 長度時所產生之 ISI 干擾問題。

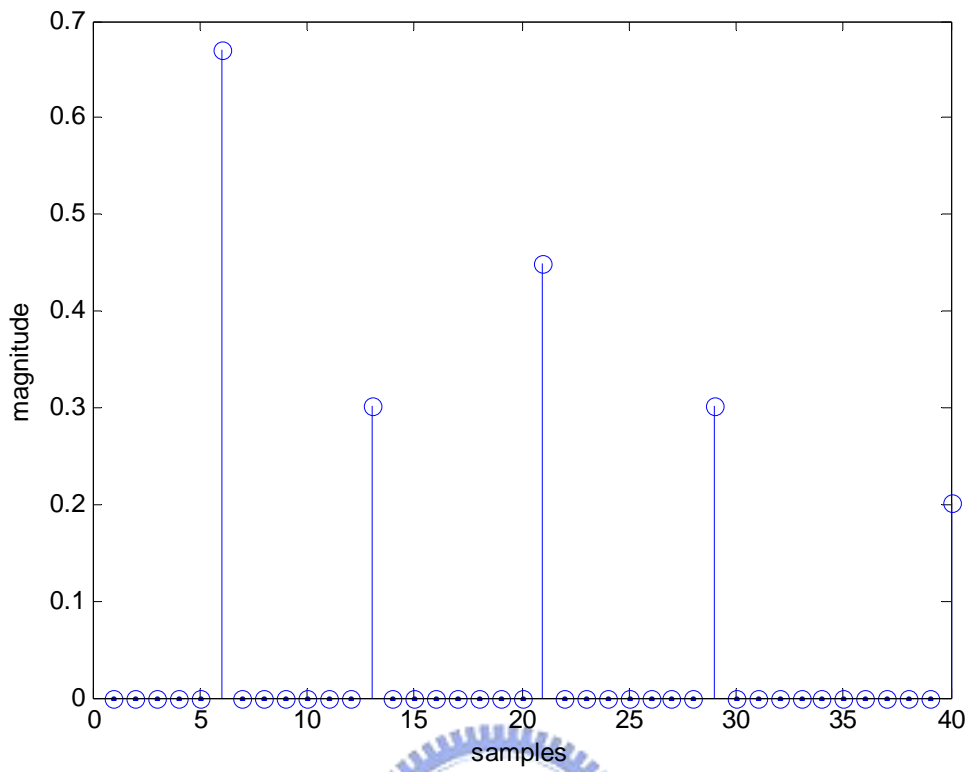


圖 5.2 通道 1 之脈衝響應

original channel impulse response

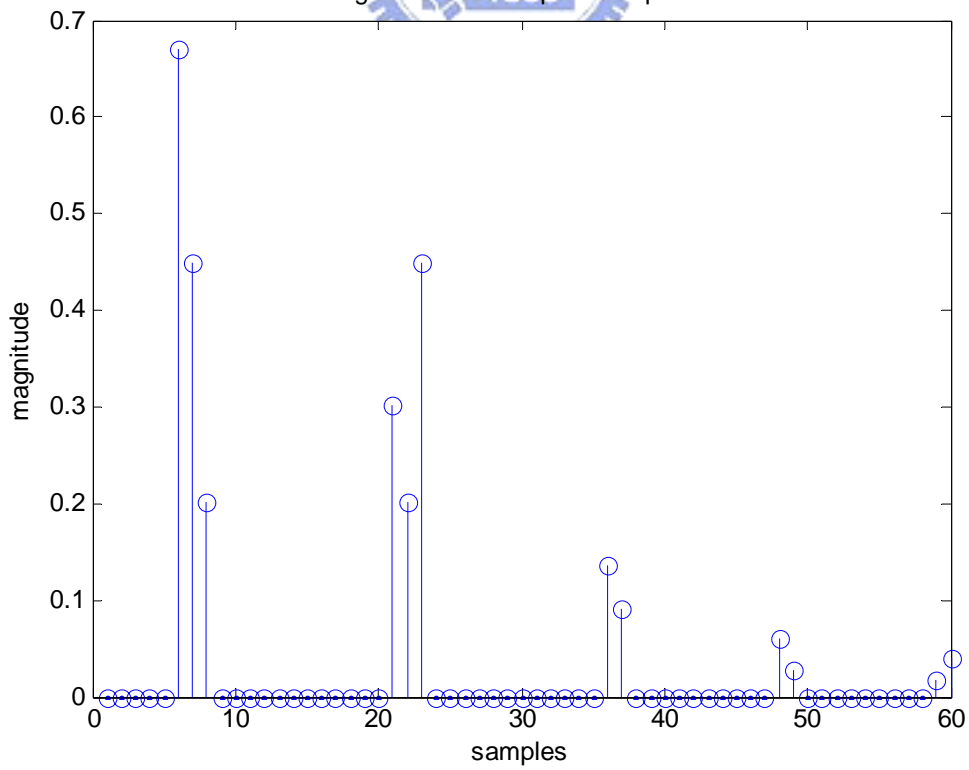


圖 5.3 通道 2 之脈衝響應

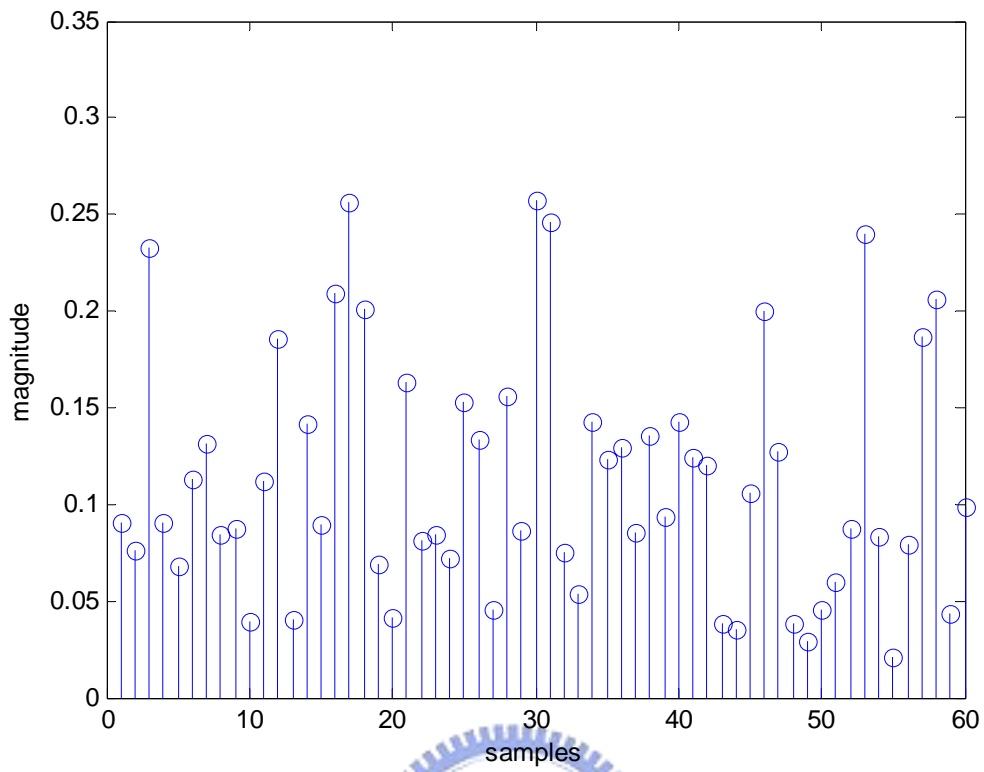


圖 5.4 通道 3 之脈衝響應

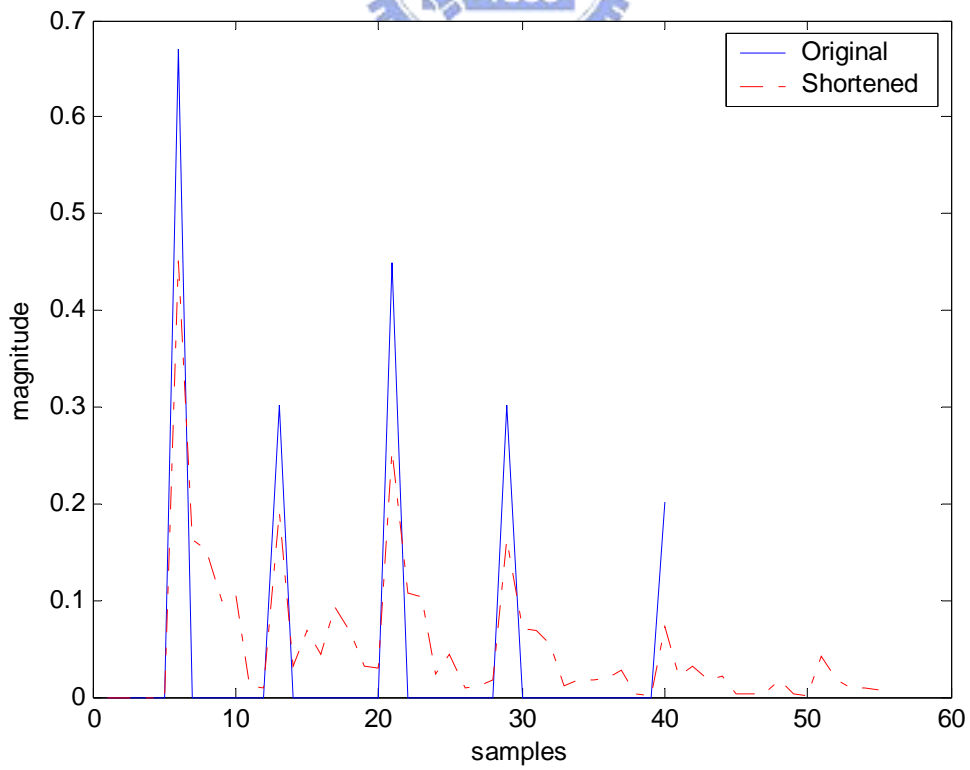


圖 5.5 通道 1 以 LMS 縮減後之響應

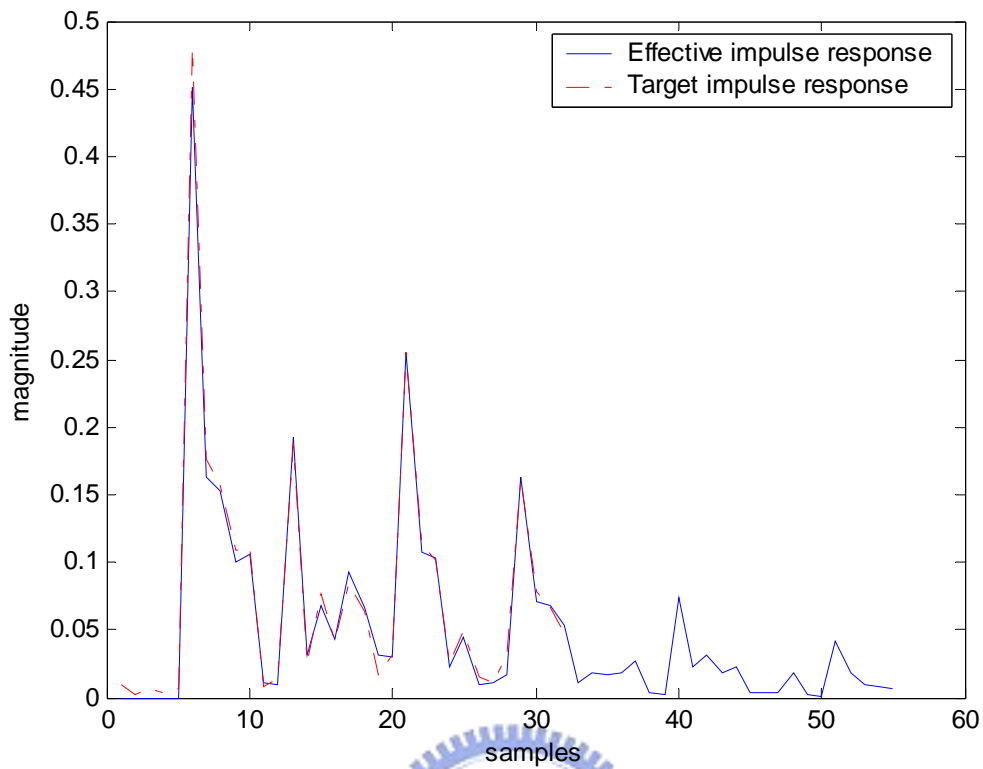


圖 5.6 通道 1 之縮短後響應與目標響應

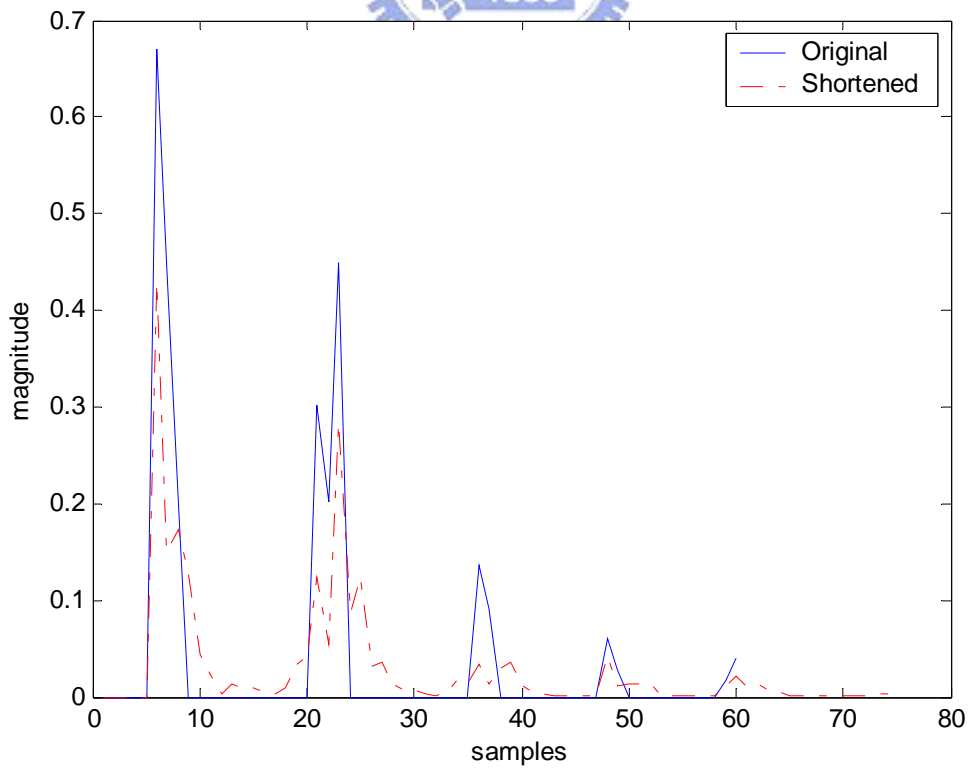


圖 5.7 通道 2 以 LMS 縮減後之響應

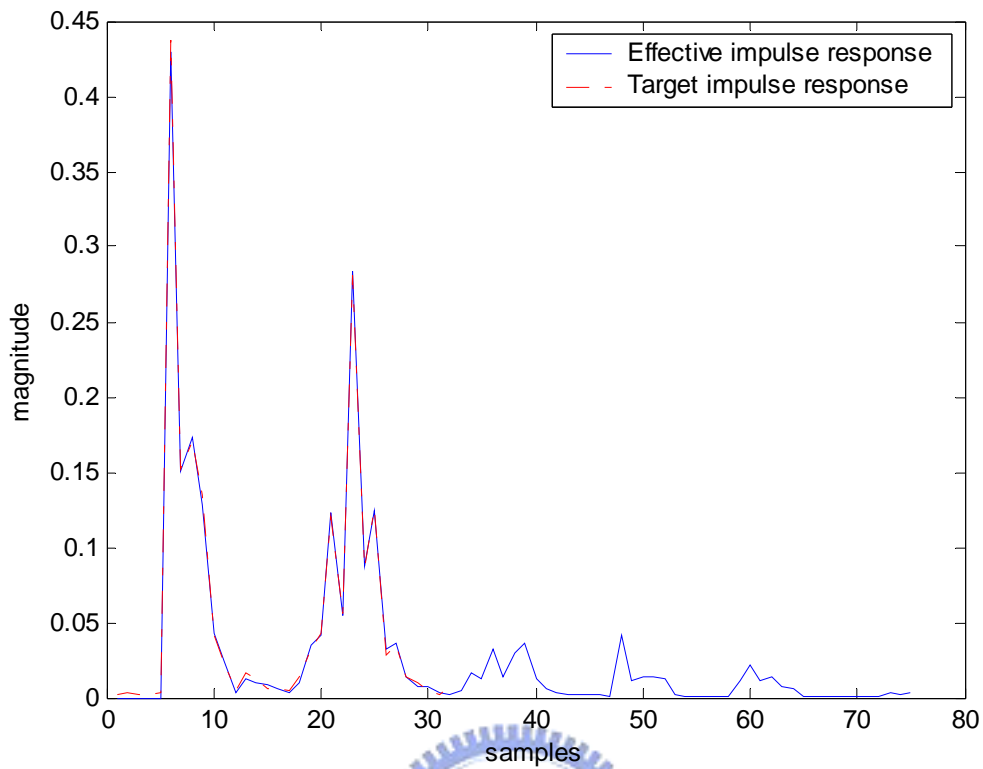


圖 5.8 通道 2 之縮短後響應與目標響應

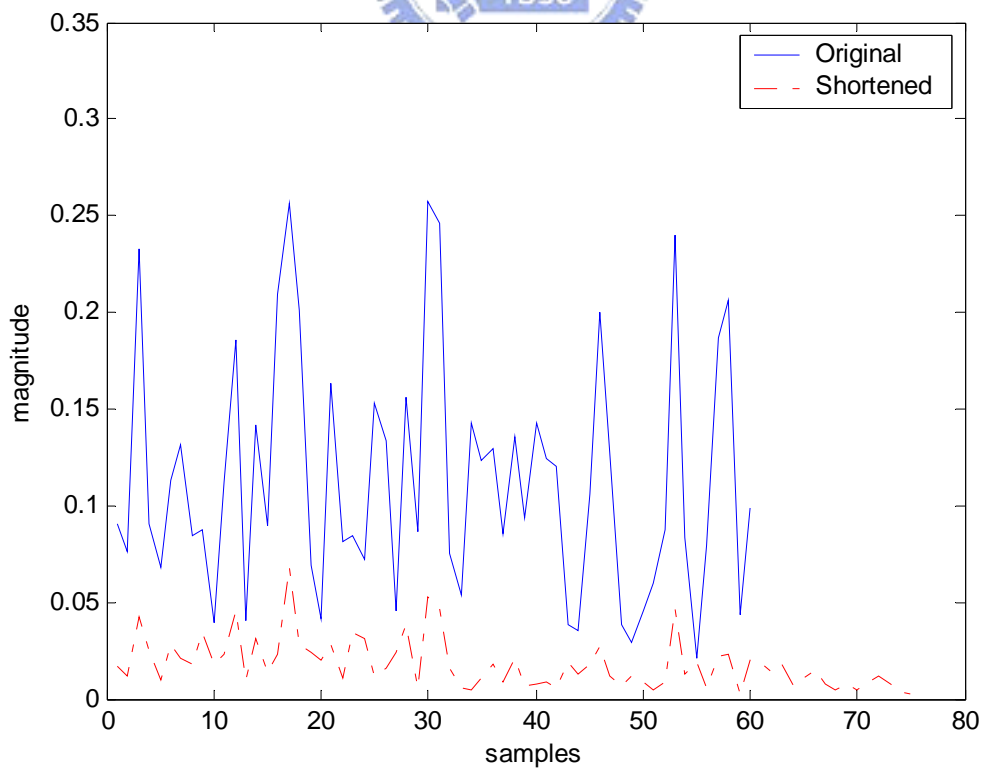


圖 5.9 通道 3 以 LMS 縮減後之響應

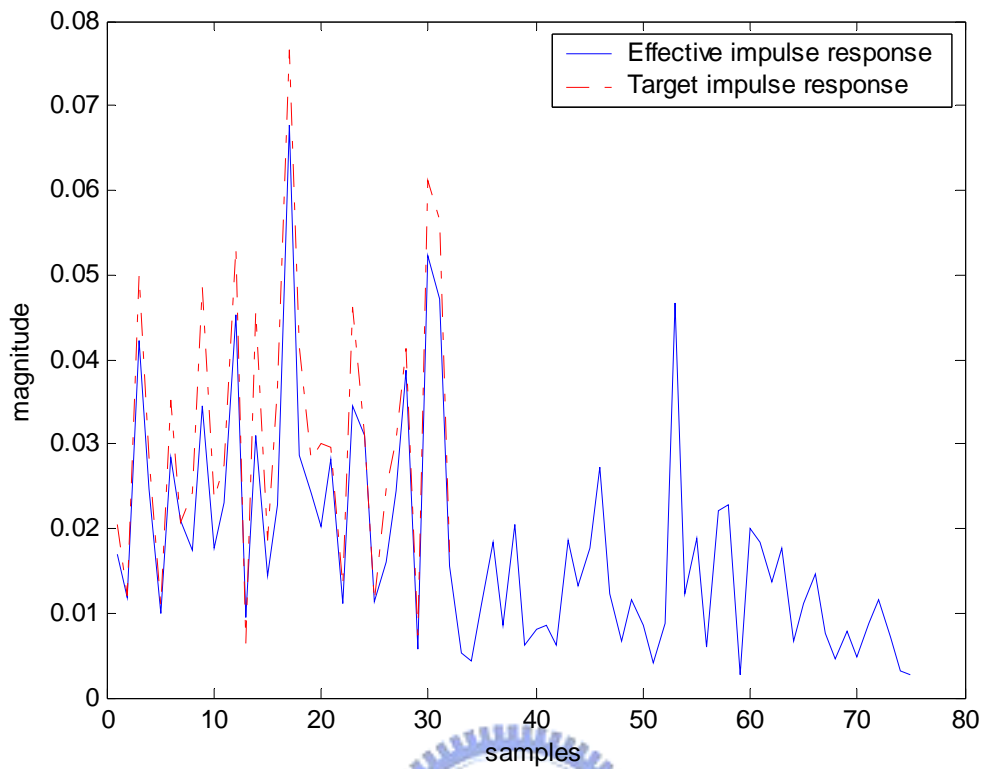


圖 5.10 通道 3 之縮短後響應與目標響應

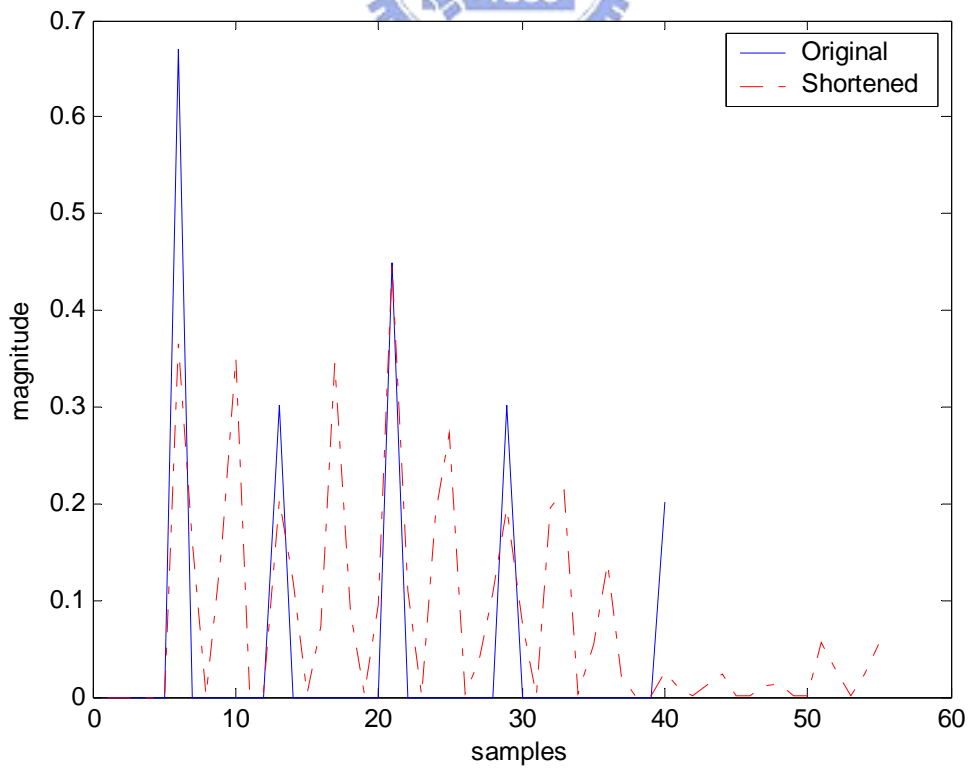


圖 5.11 通道 1 以 MSSNR 縮減後之響應 (SSNR=20.3067 dB)

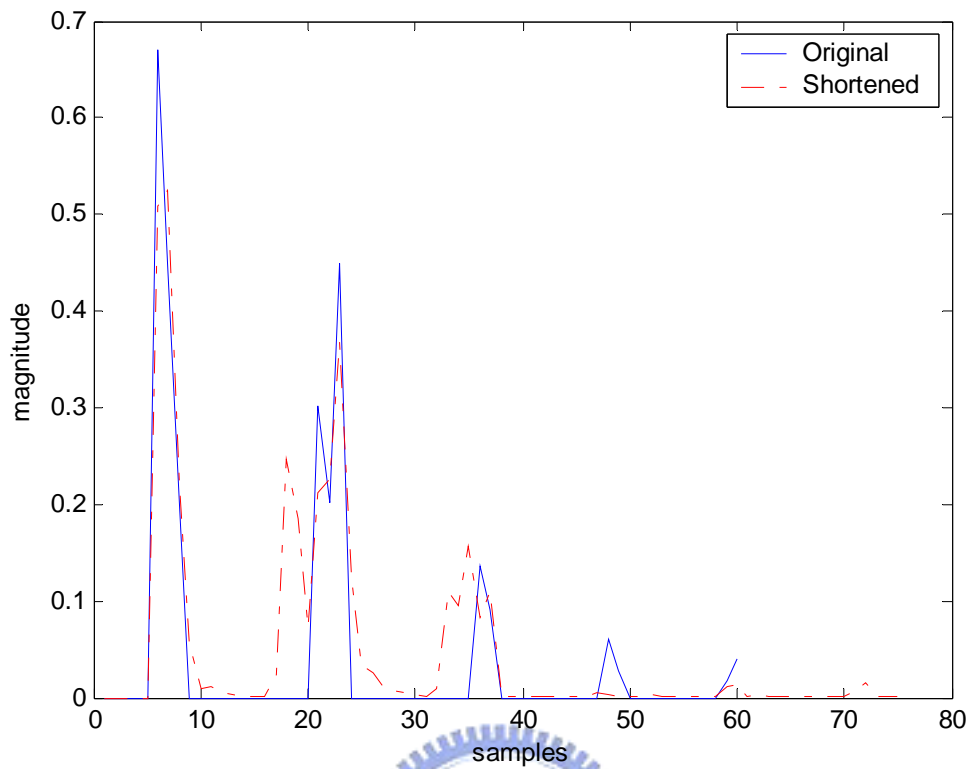


圖 5.12 通道 2 以 MSSNR 縮減後之響應 (SSNR=31.6841 dB)

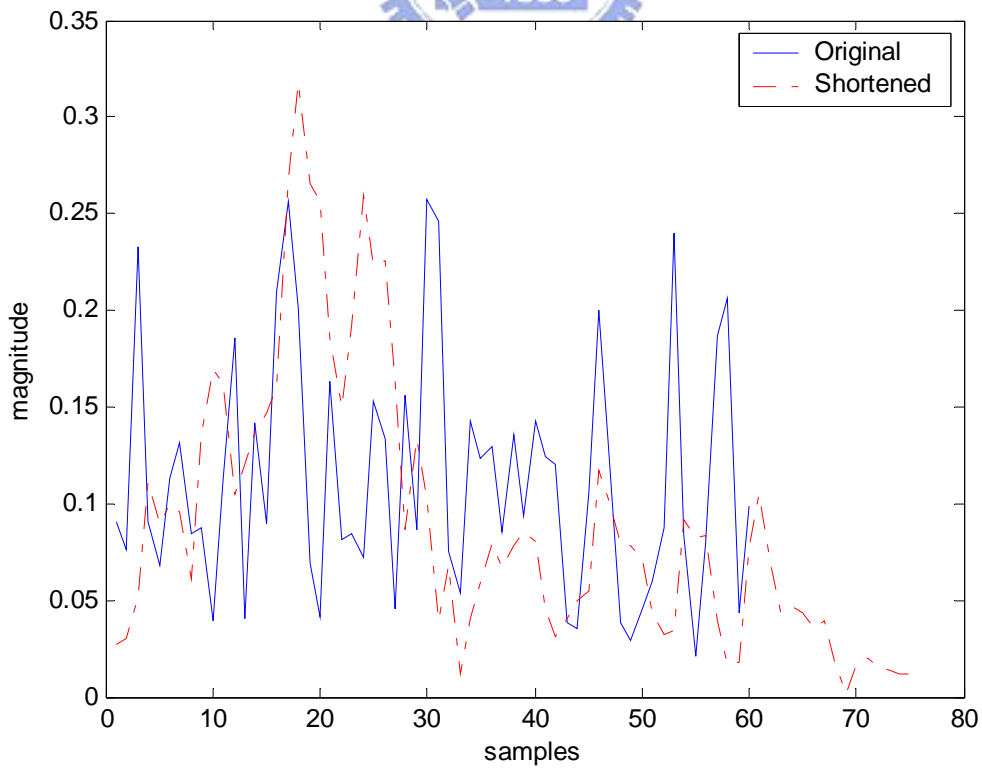


圖 5.13 通道 3 以 MSSNR 縮減後之響應 (SSNR=7.5836 dB)

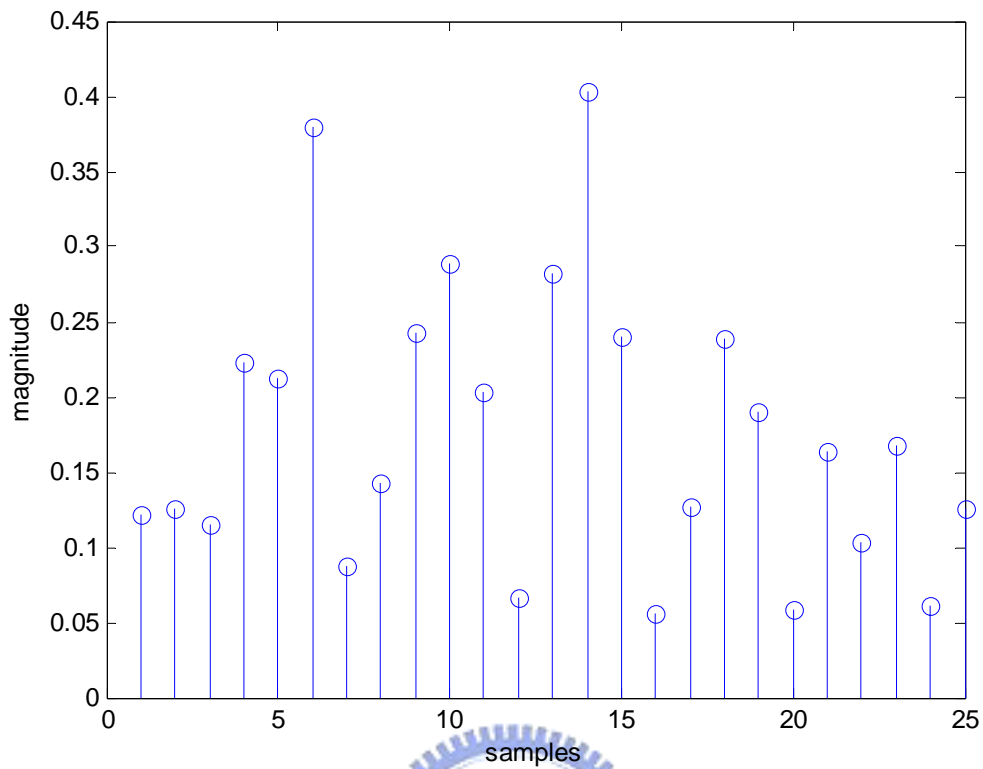


圖 5.14 通道模型

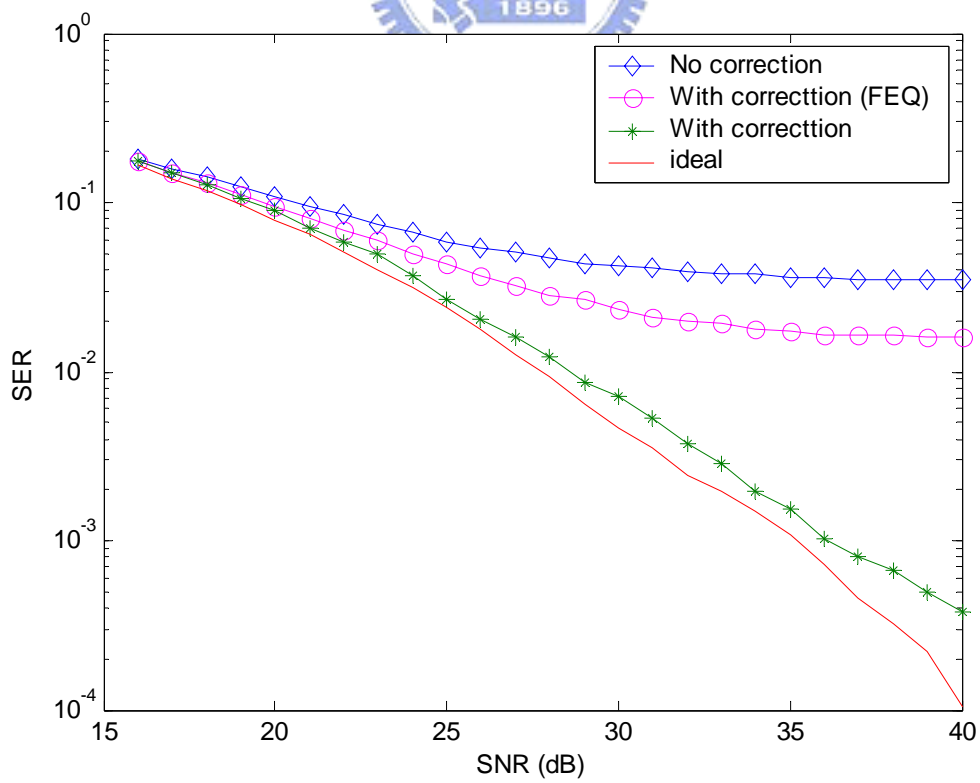


圖 5.15 使用 FDFE 解決當通道脈衝響應長度大於 CP 長度時之模擬結果

第六章 結論

在本篇論文中，首先對歐規數位電視地面廣播(DVB-T)之規格作一說明，再來介紹 OFDM 之調變原理以及重要的同步問題。之後便針對我們研究的兩個主題：I-Q 不平衡效應以及 ISI 抑制加以探討。

I-Q 不平衡效應對系統會造成 ICI，嚴重影響系統的效能，在本篇論文中，我們介紹了三種現存的演算法，分別是適應性頻域等化器(Adaptive Frequency-domain equalizer, AFEQ)、適應性時域補償器(Adaptive Time-Domain Compensator, ATDC)及決策迴授修正架構(Decision-Feedback Correction Scheme, DFCS)。而其中最有效的方法為適應性時域補償器，幾乎可以把 I-Q 不平衡效應完全移除，缺點是補償器係數收斂的速度很慢。但是若再考慮載波頻率偏移的情況，則上述之三種方法皆無法有效地運作。因此我們提出了一種新的演算法，它可以解決當 I-Q 不平衡效應以及載波頻率偏移同時存在之情況，並且在模擬過程當中，我們加上了碼框同步以及通道估測的實際情況，此方法仍然可以達到很好的修正效果，相當具有實用性。

而 ISI 抑制方面，我們深入了解 OFDM 系統的等化原理以及目前各種演算法的優缺點。我們探討了 MMSE 與 MSSNR 之通道縮短法，結果顯示在通道狀況很差的情形下，此兩種方法皆無法有效地縮短通道脈衝響應。因此在本篇論文中，我們提出了一種新的演算法，不用透過 TEQ 的運作，卻可以有效的降低 ISI 對於系統所造成的影響，缺點是計算複雜度較高。

以上所討論為針對接收機解調時有可能遭遇到的問題提出解決的方法，並分析不同方法之間的優缺點。此外非線性功率放大器，自動增益控制，相位雜訊，時變通道等亦有可能影響載波資料解調，因此未來的目標將朝向更完善的實際系統考量，將所有接收機設計有可能遭遇到的問題一起合併設計，提出更完整的解決辦法，並盡量降低計算複雜度，以提供真

正系統建構所需的高效能演算法。



參考文獻

- [1] ETSI: Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television, European Telecommunication Standard EN 300 744, January 2001.
- [2] C. L. Liu, "Impacts of I/Q imbalance on QPSK-OFDM-QAM detection," *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, Vol. 44, No. 3, Aug. 1998.
- [3] M. Buchholz, A. Schuchert, and R. Hasholzner, "Effects of tuner IQ imbalance on multicarrier modulation," *Proceedings of IEEE ICCDCS 2000*, Cancun, March 15-17, 2000.
- [4] A. Schuchert and R. Hasholzner, "A novel IQ imbalance compensation scheme for the reception of OFDM signals," *IEEE Trans. on Consumer Electronics*, Vol. 43, No. 3, Aug. 1998.
- [5] S. Fouladifard and H. Shafiee, "On adaptive cancellation of IQ mismatch in OFDM receivers," *Proc. ICASSP 2003 IEEE International Conference on*, Vol. 4, pp. 564-567, 6-10 Apr. 2003.
- [6] J. Tubbax, B. Come, L. Van der Perre, L. Deneire, S. Donnay, M. Engels, "Compensation of IQ imbalance in OFDM systems," *Communications, 2003. ICC '03. IEEE International Conference on*, Volume: 5, 11-15 May 2003 Pages:3403 - 3407 vol.5
- [7] 賴信良, "正交分頻多工系統之時序偏移與 I-Q 失衡補償," 國立交通大學電信工程學系, 民國九十二年七月。
- [8] 陳瑋廷, "前級非理想特性對正交分頻多工無線區域網路傳收機影響之研究," 國立交通大學電信工程學系, 民國九十年六月。
- [9] S. Fouladifard, H. Shafiee, "A New Technique for Estimation and

Compensation of IQ Imbalance in OFDM Receivers, "Communication Systems, 2002. ICCS 2002. The 8th International Conference on , Volume: 1 , 25-28 Nov. 2002 Page(s): 224 -228 vol.1

- [10] H. Shafiee, S. Fouladifard, "Calibration of IQ Imbalance in OFDM Transceivers, "Communications, 2003. ICC '03. IEEE International Conference on , Volume: 3 , 11-15 May 2003 Page(s): 2081 –2085
- [11] J. S. Chow, J. M. Cioffi, " A cost-effective maximum likelihood receiver for multicarrier systems," Proc. of IEEE, pp. 948-952, Jun. 1992.
- [12] P. J. Melsa, R. C. Younce, and C. E. Rohrs, " Impulse response shortening for discrete multitone transceivers," IEEE Trans. on Communications, Vol. 44, pp. 1662-1672, Dec. 1996.
- [13] J. S. Chow, J. M. Cioffi, A. C. Bingham, " Equalizer training algorithms for multicarrier modulation systems," in Proc, IEEE Int. Conf. On Comm., vol. 3, pp. 761-765, May 1993
- [14] M. Van Bladel and M. Moeneclaey, " Time-domain equalization for multicarrier communication, " Proceedings of IEEE Globecom, pp. 167-171, Nov. 1995.
- [15] N. Al-Dhahir and J. M. Cioffi, " Optimum finite-length equalization for multicarrier transceivers," IEEE Trans. on Communications, Vol. 44, pp. 56-64, Jan. 1996.
- [16] G. Arslan, B. L. Evans, S. Kiaei, " Optimum channel shortening for discrete multitone transceivers," in Proc. IEEE Int. Conf. Acoust. Speech Signal Processing, June 2000.
- [17] J. Zhang, W. Ser, J. Zhu, " Effective optimization method for channel shortening in OFDM systems, "Communications, IEE Proc., Volume: 150 , Issue: 2 , April 2003 Pages:85 – 90

- [18] 張杰碩,“離散多重音調接收機之低複雜度等化演算法,” 國立交通大學電信工程學系,民國八十七年六月。
- [19] 陳郁夫,“離散多頻帶傳收器之最佳時域等化,” 國立交通大學電信工程學系,民國九十年六月。
- [20] 謝銘哲,“離散多載波傳收機之最佳通道傳輸率時域等化器,” 國立交通大學電信工程學系,民國九十一年六月。

