

國立交通大學

電信工程學系碩士班

碩士論文

用於數位影像廣播系統之以多重路徑干擾消除為基礎之通

道等化方法的設計與模擬



**Design and Simulation of A Multipath Interference Cancellation
Based Channel Equalization Method in DVB-T Systems**

研究生：林家輝

指導教授：黃家齊 博士

中華民國九十三年七月

用於數位影像廣播系統之以多重路徑干擾消除為基礎之通
道等化方法的設計與模擬

**Design and Simulation of A Multipath Interference Cancellation
Based Channel Equalization Method in DVB-T Systems**

研究生：林家輝

Student: Chia-Hui Lin

指導教授：黃家齊 博士

Advisor: Dr. Chia-chi Huang

國立交通大學

電信工程學系碩士班



**Submitted to Department 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
July 2004
Hsinchu, Taiwan, Republic of China**

中華民國九十三年七月

用於數位影像廣播系統之以多重路徑干擾消除為基礎之通道等化方法的設計與模擬

研究生：林家輝

指導教授：黃家齊 博士

國立交通大學
電信工程學系碩士班

摘要

在現今的社會中，多媒體以及電腦通訊扮演著一個重要的角色。垂直正交多工（OFDM）調變具有高速資訊傳輸的能力。目前已應用在新一代的數位廣播傳輸技術，如數位音訊廣播（DAB）及數位視訊廣播之地面廣播（DVB-T）等系統中。DVB-T 的系統擁有比傳統類比電視更高畫質的收視品質(HDTV、SDTV)。

本論文將介紹用於 DVB-T 系統的 OFDM 通道等化方法。在接收端利用估計的通道計算路徑的延遲，重建多重路徑的干擾。利用反覆演算的機制來改善通道等化器的效能。另外，使用通道編碼（華士碼）產生傳送資料的關連性進而增加編碼增益。以電腦模擬的方式來驗證並分析所設計之通道等化方法對於 DVB-T 系統性能之提升。

Design and Simulation of A Multipath Interference Cancellation Based Channel Equalization Method in DVB-T Systems

Student: Chia-Hui Lin

Advisor: Dr. Chia-chi Huang

**Institute of Communication Engineering
National Chiao Tung University**

Abstract

Nowadays, multimedia and computer communication are playing an important role. Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) , which makes information transmitted at a high speed, has applied to the digit of new generation broadcasts transmission technology, such as the DAB system and the DVB-T system. The DVB-T system has higher quality (HDTV , SDTV) than the traditional analogue TV system.

This thesis will introduce an OFDM channel equalization method which is used in the DVB-T system. Utilizing the estimated channel response in receiver to compute the path delay, the multi path interference can be reconstructed. By the implementation of iterative algorithm, it will improve the performance of the channel equalization. In addition, we can use the channel coding to produce the correlation between the transmitting data, and then possess the coding gain. The computer simulation method will verify and analyze the effect of the channel equalization method to the DVB-T system.

誌謝

首先我要特別感謝我的指導老師-黃家齊博士，謝謝他幾年來在學業上及生活上的耐心和細心指導，使我得以順利完成碩士學位。

感謝我的父親、母親，謝謝他們的養育之恩並且給予我無限的支持，使我得以專心致力於我的研究。姐姐慧娟，謝謝她陪我渡過成長的歲月。同時也謝謝所有關心我的家人。

謝謝實驗室所有的學長姐及同學們，感謝他們在研究學涯裡的照顧與提攜以及在學業上的教學相長使我獲益良多。

最後，僅以此論文獻給所有關心我的人，願大家順心如意。



目錄

第一章 正交分頻多工系統簡介(OFDM)	1
1.1 系統簡介.....	1
1.2 基於快速傅立葉轉換之正交分頻多工系統.....	4
1.3 護衛間隔的放置.....	6
1.4 正交分頻多工系統之優缺點.....	7
第二章 正交分頻多工系統之應用—數位影像廣播之地面廣播系統(DVB-T System)	9
2.1 系統簡介.....	9
2.2 傳輸訊號及碼框結構.....	13
2.3 參考訊號.....	14
2.3.1 連續領航訊號(Continual Pilots).....	15
2.3.2 傳輸參數訊號(Transmission Parameter Signaling, TPS).....	16
2.3.3 散射領航訊號(Scattered Pilots).....	18
第三章 傳輸通道之模型及估測.....	20
3.1 衰變通道.....	21
3.2 通道模型.....	22
3.3 通道的估計.....	23
第四章 以多重路徑干擾消除為基礎之通道等化器.....	25
4.1 通道等化器架構.....	25
4.2 通道估測.....	27
4.2.1 一維線性內插法.....	27
4.2.2 基於快速傅利葉轉換之一維內插法(頻域上的 Sinc 內插).....	28
4.2.3 通道路徑的選擇(Path Selection).....	31
4.2.4 通道延遲對於估計效能的影響.....	32

4.3 逼零等化器.....	35
4.4 路徑干擾重建.....	37
4.5 時間位移與最大比例合併.....	39
第五章 電腦模擬與討論.....	40
5.1 模擬環境及參數.....	40
5.2 模擬的結果及討論.....	41
5.2.1 通道等化器 without MPIC	41
5.2.1.1 AWGN 通道.....	41
5.2.1.2 行動接收通道.....	42
5.2.2 MPIC.....	44
第六章 結論與未來方向.....	50
參考文獻.....	51



表目錄

表 2-1	8K 及 2K 兩種傳輸模式在 8MHz 通道的相關參數表	14
表 2-2	傳輸參數訊號所攜帶之 TPS 位元的功能表	17
表 5-1	模擬的環境與參數	40



圖目錄

圖 1.1	(a)傳統分頻多工系統所使用之次載波 (b)正交分頻多工系統所使用之次載波	2
圖 1.2	正交分頻多工次載波示意圖.....	2
圖 1.3	(a)正交分頻多工系統之發射機 (b)正交分頻多工系統之接收機	4
圖 1.4	以快速傅立葉轉換為基礎的正交分頻多工系統.....	5
圖 1.5	護衛間隔的放置.....	6
圖 1.6	護衛間隔對抗多重路徑延遲示意圖.....	7
圖 2.1	數位影像廣播之地面廣播系統方塊圖.....	10
圖 2.2	階層式 64 點二維振幅調變訊號 (a) $\alpha = 1$ 和 (b) $\alpha = 4$ 之星象圖	11
圖 2.3	三種參考訊號次載波和資料訊號次載波位置分佈示意圖.....	15
圖 2.4	連續領航訊號次載波和其他訊號次載波位置分佈示意圖.....	16
圖 2.5	傳輸參數訊號次載波和其他訊號次載波位置分佈示意圖.....	17
圖 2.6	散射領航訊號次載波和其他訊號次載波位置分佈示意圖.....	19
圖 3.1	(a)頻率選擇性衰變通道 (b)平緩衰變通道	20
圖 3.2	多重路徑時變通道脈衝響應模型.....	21
圖 3.3	在延遲時間上無法區分之窄頻複數訊號.....	22
圖 3.4	多路徑衰變通道之模型.....	23
圖 4.1	正交分頻多工系統架構下傳送端及通道的影響.....	25
圖 4.2	正交分頻多工系統架構下接收端資料重建.....	26
圖 4.3	數位影像廣播之地面廣播系統之散設領航訊號.....	27
圖 4.4	一維線性內插法示意圖.....	28
圖 4.5	(a)完整的 Least Square 通道估計 (b) Least Square 通道估計之取樣 (c)取樣後經 IFFT, \hat{h}_{LS} 在時域重複出現, 振幅縮為 $1/T$	30

圖 4.6	應用於 DVB-T 系統之基於快速傅利葉轉換內插通道估計法	30
圖 4.7	通道之最大延遲小於等於護衛間隔.....	31
圖 4.8	時域上通道脈衝響應重複的出現.....	33
圖 4.9	(a)DVB-T 的符元架構 (b)額外的干擾	33
圖 4.10	(a)完整的通道估計值 $ \hat{h}_{LS} $ (延遲為 50) (b)僅使用 1705 點估計出的通道 $ \hat{h}_{LS} $	34
圖 4.11	(a)完整的通道估計值 $ \hat{h}_{LS} $ (延遲為 500) (b)僅使用 1705 點估計出的通道	35
圖 4.12	傳送訊號經通道至接收端簡圖.....	36
圖 4.13	通道估計所估計出的時域通道特性.....	37
圖 4.14	傳送資料經過編碼的機制.....	38
圖 5.1	逼零等化器在 AWGN 通道下的 BER.....	41
圖 5.2	逼零等化器在行動接收通道下的 BER (車速 30km/hr)	42
圖 5.3	逼零等化器在行動接收通道下的 BER (車速 90km/hr)	42
圖 5.4	逼零等化器在兩條路徑下行動接收通道下的 BER.....	43
圖 5.5	逼零等化器在三條路徑下行動接收通道下的 BER.....	43
圖 5.6	AWGN 通道使用相同能量比例下的 BER (a) 完美通道估計 (b) 通道 估計	44
圖 5.7	AWGN 通道使用相同路徑延遲下的 BER (a) 完美通道估計 (b) 通道 估計	45
圖 5.8	行動接收通道相同能量比例使用完美通道估計下的 BER (a) 車速 30 公 里 (b) 車速 120 公里	46
圖 5.9	行動接收通道相同路徑延遲使用完美通道估計下的 BER (a) 車速 30 公 里 (b) 車速 120 公里	47

第一章 正交分頻多工系統簡介(OFDM)

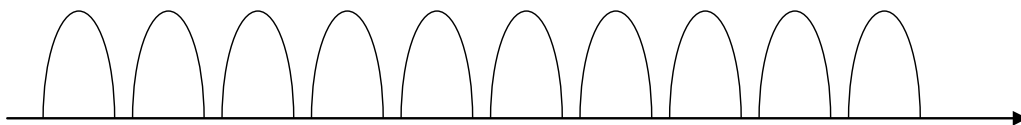
正交分頻多工技術是由多載波的調變方式發展而來，大約在 1960 年代被提出。傳統的單一載波系統是將一個頻寬內的資料，全部載在一個載波上傳輸，因此，當信號的傳輸速率越大時，所需的頻寬越大，但其傳輸的符元長度也越短，當其通過一多重路徑延遲的通道時，碼際干擾 (Inter Symbol Interference) 會因符元的長度變短而顯得更為嚴重。而多載波傳輸的原理則是將原本傳送速率快、寬頻的信號切分成許多個傳送速率慢、窄頻的訊號載在不同的載波頻率上，形成多個次載波訊號，然後再合併一起傳送[1]，因此它的符元長度變長，能夠減輕多重路徑所造成的碼際干擾。也由於其次載波間彼此正交的特性，因而提高頻譜的使用效率。

1.1 系統簡介

一個分頻多工系統在頻譜的配置上把使用的寬頻頻道分成許多窄頻頻道，為了使每個次載波頻道間所載的資料彼此不干擾，直覺上所有的頻道必須分開來，甚至在次頻道與次頻道之間要預留一些頻寬以確保不會有次頻道間訊號重疊。在正交分頻多工系統中為了能更進一步節省頻寬，因此選擇彼此正交的載波頻率，如圖 1.1 (a)、(b)所示。利用載波正交性質允許頻道重疊，以節省頻寬使用，即

$$\int_0^T (e^{j2\pi f_n t})(e^{j2\pi f_m t})^* dt = \begin{cases} 1 & n = m \\ 0 & n \neq m \end{cases}, f_k = f_0 + k\Delta f \quad (1.1)$$

其中 f_k 為第 k 個次載波頻率； f_0 為中心頻率； $(\bullet)^*$ 為共軛複數 (Complex conjugate)。



(a)

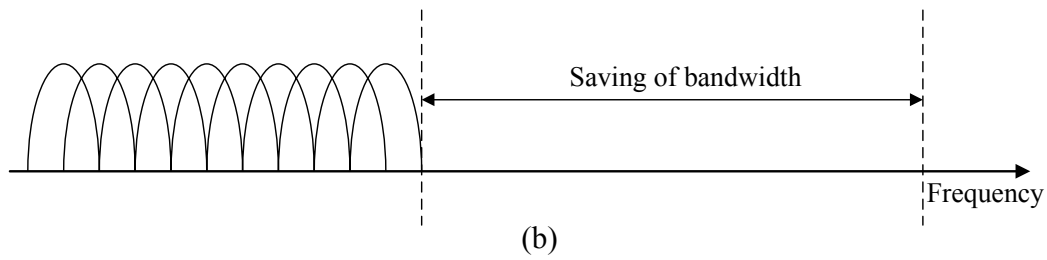


圖1.1 (a)傳統分頻多工系統所使用之次載波 (b)正交分頻多工系統所使用之次載波

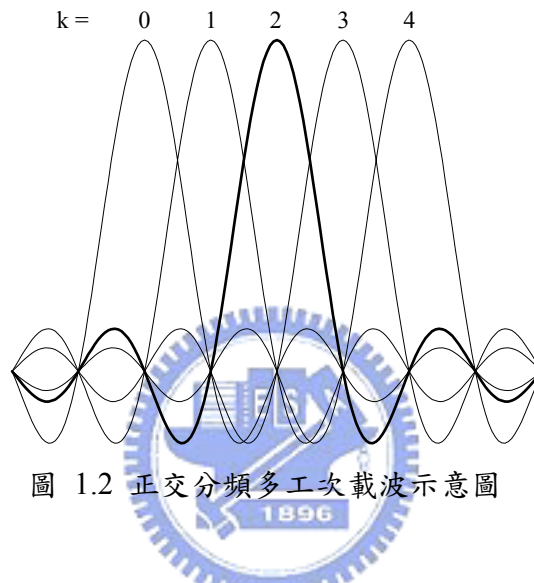


圖 1.2 正交分頻多工次載波示意圖

一個正交分頻多工系統之發射機與接收機架構如圖 1.3(a)、(b)。圖 1.3 中經過資料編碼(Data Encoder)後為複數資料，可表示為 $d(k) = a(k) + jb(k)$ ，假設有 N 個次載波，則每個次載波上的訊號可表示成 $d_k(t) = a_k(t) + jb_k(t)$ ，則發射機所發射的訊號可表示為

$$\begin{aligned}
 D(t) &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} d_k(t) e^{jw_k t} \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \{a_k(t) \cos(w_k t) - b_k(t) \sin(w_k t)\} + j \{a_k(t) \sin(w_k t) + b_k(t) \cos(w_k t)\}
 \end{aligned}
 \tag{1.2}$$

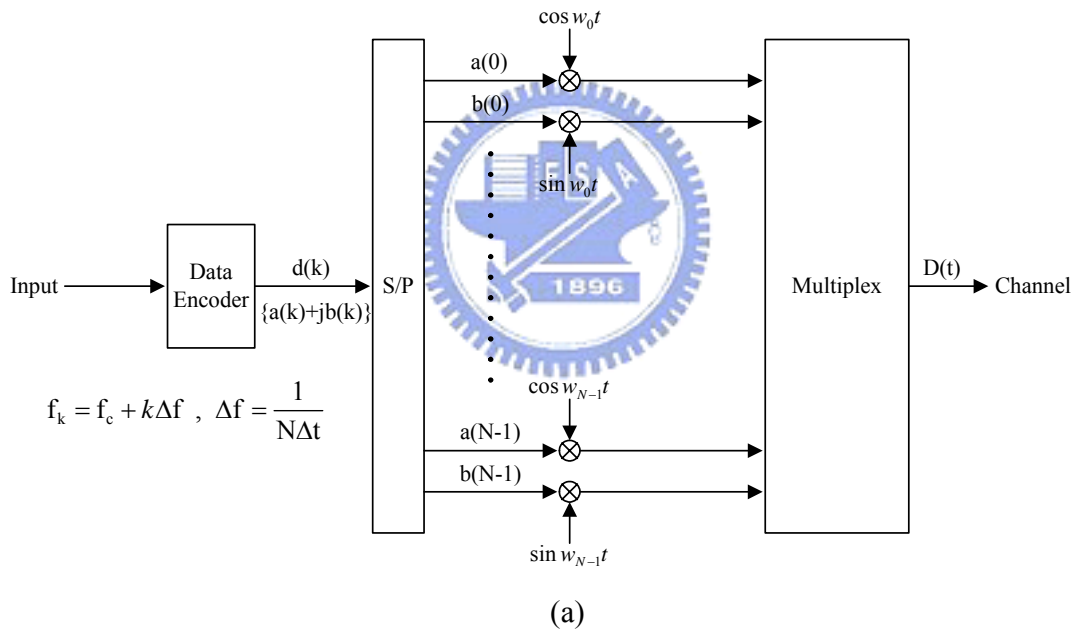
若每隔 Δt 取樣一次， $w_k = 2\pi f_k$ ，則(1-2)式可寫成

$$D(n\Delta t) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} d_k(n\Delta t) e^{j2\pi f_k n\Delta t} \quad (1.3)$$

若 $f_c = 0$ ， $\Delta f = \frac{1}{N\Delta t}$ 則 $f_k = \frac{k}{N\Delta t}$ ，所以(1.3)式可化簡為與反離散傅立葉轉換(Inverse Discrete Fourier Transform, IDFT)相同的等式，即

$$D[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} d_k[n] e^{j\frac{2\pi nk}{N}} \quad (1.4)$$

所以我們可將反離散傅立葉轉換應用於 OFDM 上，使其容易實現。



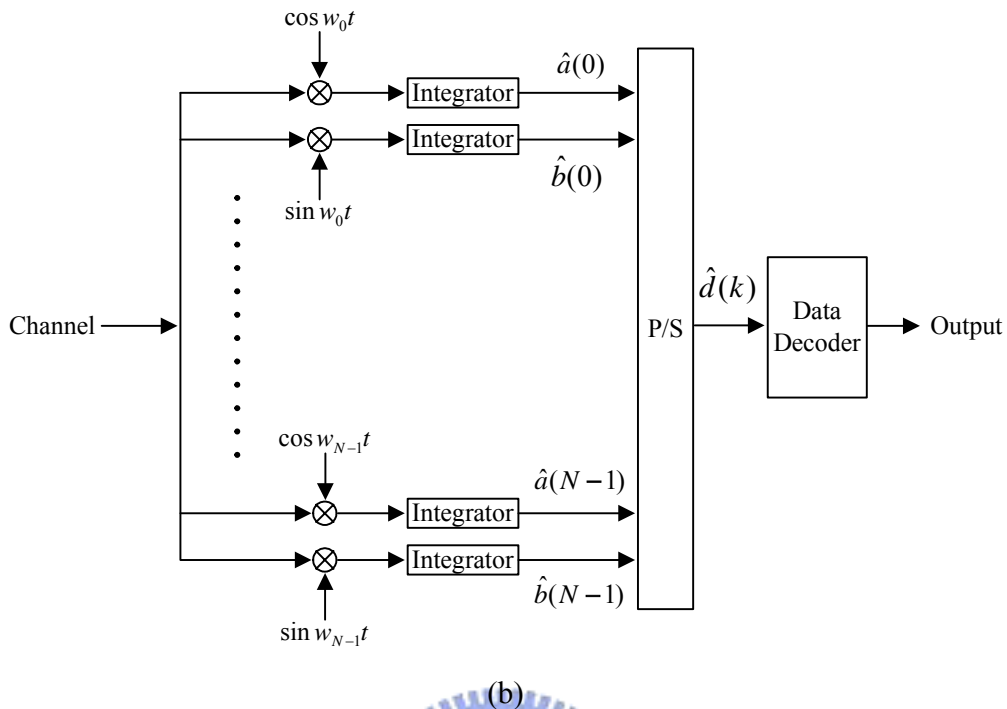


圖 1.3 (a)正交分頻多工系統之發射機 (b)正交分頻多工系統之接收機

1.2 基於快速傅立葉轉換之正交分頻多工系統

前一節我們提到可以使用快速傅利葉轉換來產生正交分頻多工系統之傳輸信號，在本節我們將說明一個以快速傅利葉轉換為基礎而設計的正交分頻多工系統 [2]。

在圖 1.4 中，輸入的序列位元資料首先經由一個串列轉並列的轉換器 (S/P Converter) 分成 N 個複數資料，作為 N 個正交分頻多工系統次載波的輸入，每個複數資料都包含數個位元，以便符合複數資料在訊號空間 (Signal Space) 上的位置，而這些位置和正交分頻多工系統所使用的調變技術有關，例如可使用四相位移鍵調變(QPSK)或 16 點二維振幅調變(16-QAM)。此時的複數資料可以視為在頻域的訊號。接著這 N 個複數資料經由反快速傅立葉轉換轉換到時域，而反快速傅立葉轉換的輸出經由一個並列轉序列的轉換器 (P/S Converter) 變成序列形式。並在每個有效符元的前端我們插入護衛間隔(Guard Interval)用以避免由多路徑通道所產生的碼

際干擾。然後這些離散的資料經由數位轉類比轉換器（D/A Converter）轉成類比形式且經過低通濾波以限定其傳輸頻寬，再將訊號傳送出去。接收機的工作大體上為發射機的反運作，唯有其中單軌等化器（One-Tap Equalizer）的作用為修正每個次載波通道上所產生的失真，因此每個等化器上的相乘係數（Tap Coefficient）也就和每個次載波通道的特性有關。使用快速傅立葉轉換來實現離散傅立葉轉換的優點為運算量可由 N^2 個相乘計算次數減少為 $N \cdot \log_2 N$ 個相乘計算次數，大量的減少了在實作上的複雜度。

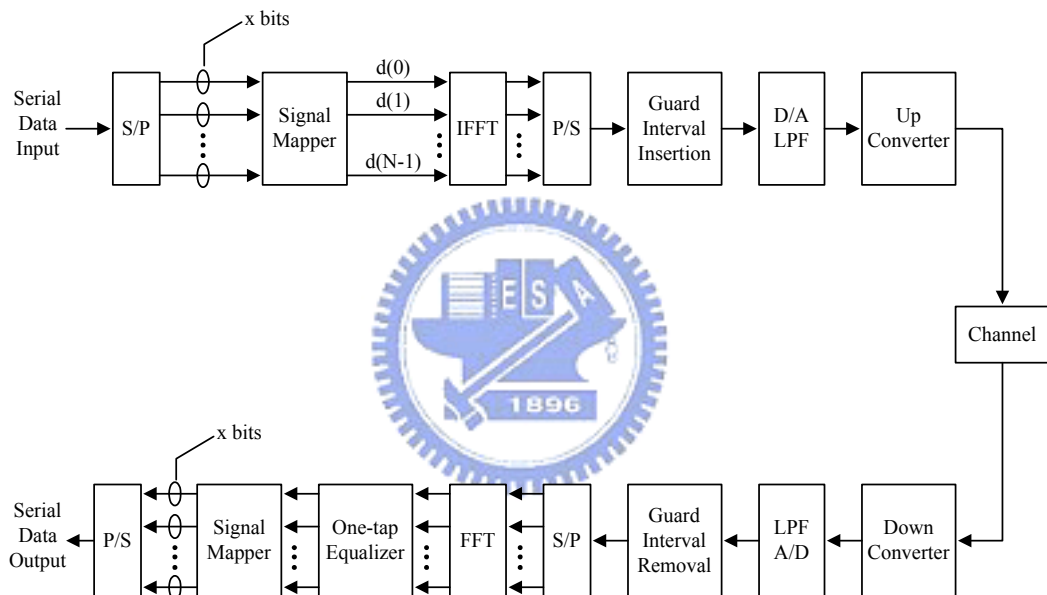


圖 1.4 以快速傅立葉轉換為基礎的正交分頻多工系統

1.3 護衛間隔的放置

在多重路徑的通道下，為了避免碼際干擾的發生，在正交分頻多工系統中我們可以用增長符元時間的方法來避免這樣的問題。其作法就是在每個訊號的前面加個護衛間隔，也就是 $T_{\text{SYM}} = T_U + T_g$ 。 T_U 是有效符元(Useful Symbol)時間， T_g 是護衛間隔。護衛間隔中所放置的是有效符元循環延伸 (Cyclic Extension) 的訊號。在每個正交分頻多工的訊號之前就是它自己的週期延伸，圖 1.5 表示出一個插有護衛間隔的正交分頻多工符元。因為在時域中的循環平移 (Cyclic Shift) 會在頻域上造成線性相位偏移，而線性相位偏移可用差分檢測技術 (Differential Detection Technique) 消除，或者此線性相位偏移效應將合併於通道響應中再利用領航次載波一起估計並加以補償之，所以在不受碼際干擾的區間內開始取樣，其對應之有效符元時間內的資料都可以用來正確地解調。

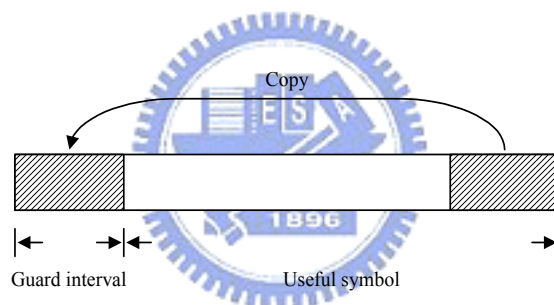


圖 1.5 護衛間隔的放置

前置的護衛間隔使得符元與通道由原本的線性旋積 (Linear Convolution) 變為環旋積 (Circular Convolution)，只要接收訊號取樣在非碼際干擾區間 (ISI Free Region)，則取樣結果在時域上相當於符元和通道的環旋積，經過離散傅利葉轉換在頻域上等效於符元和通道的乘積，在兩個相鄰符元通道不變或變化不大的假設下，利用差分偵測消除通道效應，或利用通道估計，經過等化器消除通道對訊號的影響。但是若多重路徑延遲大於護衛間隔，則在解調的時候就會有碼際干擾的問題出現，如圖 1.6(b) 所示。

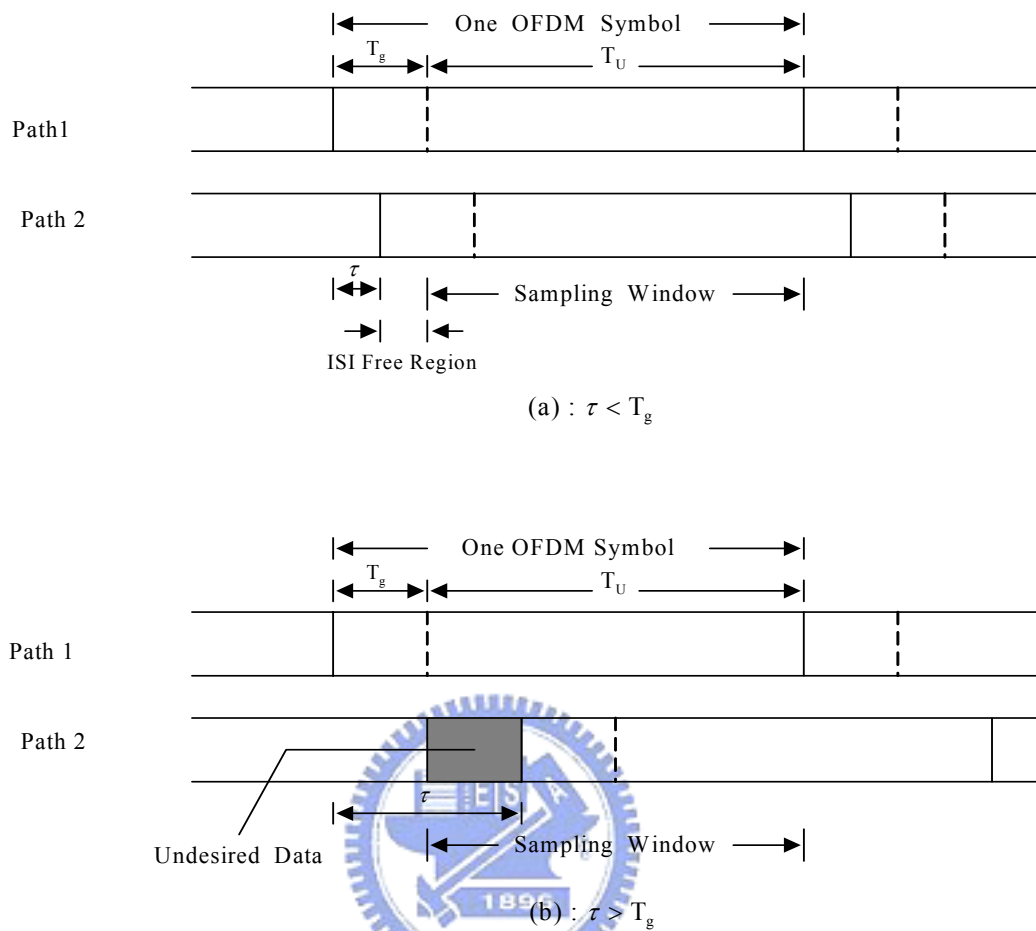


圖 1.6 護衛間隔對抗多重路境延遲示意圖

1.4 正交分頻多工系統之優缺點

正交分頻多工系統將一個寬頻信號分成許多個窄頻信號傳送，因此每個次載波上的窄頻訊號，可視為經過平緩衰變通道(Flat Fading Channel)，只需要經過簡單的等化器就可被還原，同時，符元的長度增加，並加上護衛間隔的放置，使得符元對於碼際干擾的效應有較佳的抵抗能力，因此能在低複雜度接收機架構下達到高速傳輸的實現。除此之外，利用彼此正交的次載波，更能有效的節省頻寬。

因為次載波間彼此的正交特性，使得系統對於頻率的同步要求非常嚴格，只要有些許的頻率漂移(Frequency offset)，頻率之間的正交特性即被破壞而產生次載波間干擾(Inter-carrier interference, ICI)。系統的另一個缺點為容易造成非線性失真。這是

因為多個載波訊號輸出時相加在一起，使得其輸出功率的尖峰對平均之比值 (Peak-to-average power ratio, PAPR) 變得很大，系統容易出現非線性失真，亦或使得功率放大器的功率效率 (Power efficiency) 降低及數位/類比轉換器 (D/A converter) 與類比/數位轉換器 (A/D converter) 所需的位元數提高，這些缺點對系統都有極大的影響，也是目前 OFDM 系統極待克服的困難。



第二章

正交分頻多工系統之應用－數位影像廣播之地面廣播系統(DVB-T System)

歐規的數位影像廣播之地面廣播系統(DVB-T System)是採用正交分頻多工傳輸技術來傳送訊號。如同在第一章所述，由於正交分頻多工傳輸技術的特性，特別是抵抗碼際干擾，全世界許多國家在數位影像廣播之地面廣播系統的規格上都採用了此歐規的系統，其中台灣也將在 2004 年六月一日正式開播，相較於傳統類比電視系統，數位電視提供了更好的收視品質(MPEG-2)，同時也適用於行動接收的各種應用，如車用視訊等。本章我們將對此系統做簡單的敘述：首先，我們將介紹這個系統的系統方塊圖，包含說明每個方塊的功能；接著，我們將展示這個系統的傳輸訊號以及碼框結構，包含各種傳輸模式的參數表以及各種參考訊號的說明。



2.1 系統簡介

圖 2.1 是數位影像廣播之地面廣播系統方塊圖[3]。原始影像、聲音及一般資料在經過編碼壓縮(MPEG-2 coded TV signals)及傳輸層多工(Source Coding and Transport Multiplexing)產生一個個長 188 個位元組的封包(Packet)，其中每個封包含有 1 個同步位元組(Sync-Word Byte= 47_{HEX})和 187 個資料位元組(Data Bytes)。每八個封包為一組，其中資料位元組的部份被乘上一個假隨機二進位序列(Pseudo Random Binary Sequence)，此假隨機序列的暫存器初始值亦每八個封包重設一次。每八個封包的第一個封包其同步位元組由 47_{HEX} 轉換成 $B8_{\text{HEX}}$ 。這些動作稱作傳輸多工調整暨能量分散(MUX Adaptation, Energy Dispersal)，其目的是用來避免一連串不想要的 0 或 1 訊號的產生。

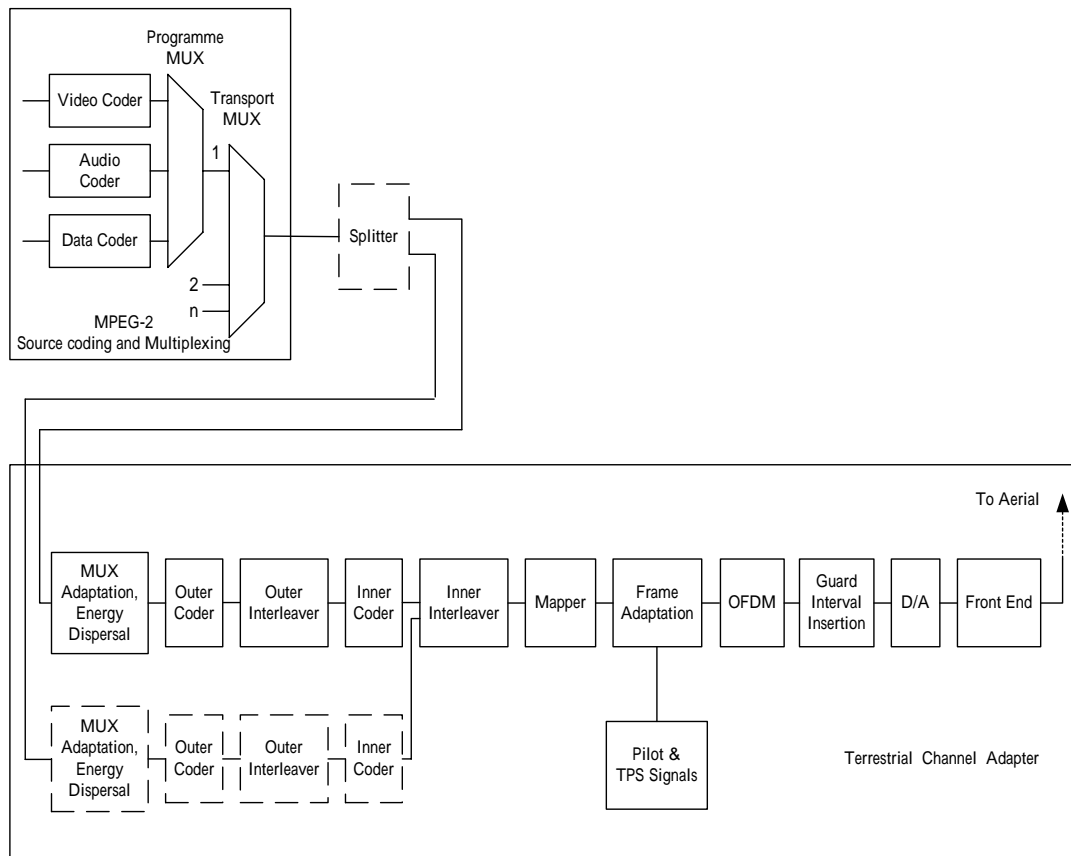
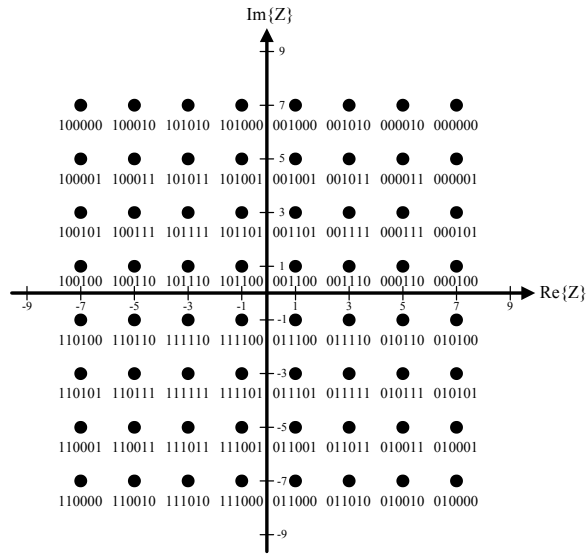
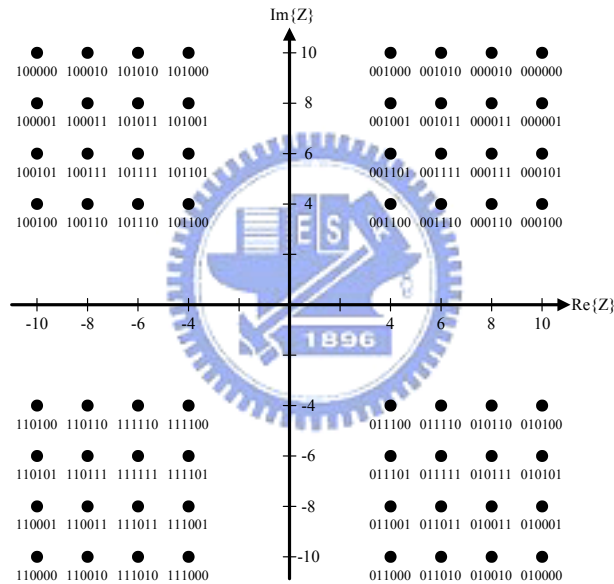


圖 2.1 數位影像廣播之地面廣播系統方塊圖

此系統使用階層式傳輸(Hierarchical Transmission)，可以依照資料的優先順序來傳送。首先利用分離器(Splitter)將傳輸資料流(Transport Stream)分為高優先權(High Priority)資料及低優先權(Low Priority)資料；在解調時先判斷訊號座落在訊號空間上的象限即可先解調出高優先權資料，再經由判斷訊號在某一象限中所對應的位置來解調出低優先權資料。這兩筆資料各自有不同的通道編碼及調變方式。圖 2.2 是階層式 64 點二維振幅調變訊號 $\alpha = 1$ 和 $\alpha = 4$ 的星象圖。由此圖可知當 α 值愈大，這四個象限內的訊號點離原點愈遠，愈不容易將訊號點所在的象限判斷錯誤，所以高優先權資料愈不會有錯誤。



(a) $\alpha = 1$



(b) $\alpha = 4$

圖 2.2 階層式 64 點二維振幅調變訊號 (a) $\alpha = 1$ 和 (b) $\alpha = 4$ 之星象圖

系統共有兩層通道編碼器及交錯器。外層通道編碼是使用里德-所羅門短碼 (Reed-Solomon Shorten Code, RS(204,188,t=8))，使每個封包由 188 個位元組變為 204 個位元組，並且可以校正最長為 8 個位元組的連續錯誤；外層交錯器是一個以位元組為單位的迴旋交錯器(Convolutional Interleaver)，這個交錯器有 12 個分支，每個分支是一個延遲長度以 17 個位元組為單位成線性比例增加的先輸入先輸出(First In First Out, FIFO)移動暫存器(Shift Register)，而且這種交錯器整體

的時間延遲量(深度)是 1122 個位元組(即是 5.5 個封包長)為一般區塊交錯器(Block Interleaver)延遲量的一半。內層通道碼是編碼率為 1/2 的迴旋碼，藉由打孔法可以將編碼率提高至 2/3、3/4、5/6 或 7/8。內層交錯器是由一個深度為 126 位元的位元式區塊交錯器以及一個深度為一個正交分頻多工符元所擁有的資料次載波數目的區塊交錯器。以 64 點的二維振幅調變訊號為例，其位元訊號分成六個分支，每個分支經過一種深度為 126 位元的位元式區塊交錯器(共六種)，然後這六個分支上的位元訊號合併對映成一個個 64 點二維振幅調變的複數資料訊號，這些複數資料訊號再經過一個以複數資料為單位的區塊交錯器(其深度以 2K 模式而言是 1512，以 8K 模式而言是 6048)。交錯器的功能是用來降低傳輸通道以及加成性白高斯雜訊對訊號造成的錯誤率，特別是當訊號干擾是隨機產生時它的效果最好。

經過內層交錯器的資料根據不同的調變方式將資料對映成複數資料，可使用的調變方式共有四相位移鍵調變、16 點二維振幅調變、64 點二維振幅調變(64-QAM)、不均勻的 16 點二維振幅調變(Non-uniform 16-QAM)以及不均勻的 64 點二維振幅調變(Non-uniform 64-QAM)。所謂的”不均勻”是指階層式調變技術中 α 值不為 1 的情形，如圖 2.2(b)所示。

這個系統提供兩種傳輸模式：2K 模式以及 8K 模式。根據不同的模式使用不同長度(2048 or 8192)的反快速傅立葉轉換以得到正交分頻多工的有效符元，然後在每個有效符元之前會加上一段護衛間隔，形成一個完整的符元。接著這個數位訊號經過數位/類比轉換器(Digital-to-Analog Converter, DAC)轉成類比訊號，然後通過前級(Front End)，最後將傳輸訊號傳送出去。除了一些載有資料的次載波之外還有一些特定的次載波上載著已知的參考訊號(Reference Signal)。參考訊號共分為三種：連續領航(Continual Pilots)訊號、散射領航(Scattered Pilots)訊號以及傳輸參數訊號(Transmission Parameter Signaling, TPS)。整個系統屬於哪一種傳輸模式、護衛間隔的比例、是否使用階層式調變技術、內層通道編碼的編碼率以及所使用的調變方法等等的傳輸參數都紀錄在傳輸參數訊號所攜帶的 TPS

位元區塊當中。這三種參考訊號的放置的方式、量值以及其用途將會在本章的第三小節說明。

2.2 傳輸訊號及碼框結構

每個傳輸的碼框包含 68 個正交分頻多工符元，每四個碼框再構成一個大碼框(Superframe)。在時間 t 所傳的訊號可由下列數學式表示：

$$S(t) = \text{Re} \left\{ e^{j2\pi f_c t} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{l=0}^{67} \sum_{k=K_{\min}}^{K_{\max}} Z_{m,l,k} \cdot g_k(t - m \cdot T_F - l \cdot T_{\text{SYM}}) \right\} \quad (2-1)$$

其中

$$g_k(t) = e^{j2\pi \frac{k'}{T_U}(t - T_g)} \cdot \text{Rect}\left(\frac{t}{T_{\text{SYM}}}\right), \quad T_F = 68T_{\text{SYM}}, \quad k' = k - \frac{K_{\max} - K_{\min}}{2} \quad (2-2)$$

每個符元由 $[K_{\min}, K_{\max}]$ 之間次載波上所載的複數資料 $Z_{m,l,k}$ (為第 m 個碼框的第 l 個符元上第 k 個次載波所載的資料) 經反快速傅立葉轉換後得到。 f_c 是載波的中心頻率； T_{SYM} 是一個完整符元的長度，包含一個有效符元的長度(T_U)及一個護衛間隔的長度(T_g)， T_F 是一個碼框的長度； $\text{Rect}\left(\frac{t}{T_{\text{SYM}}}\right)$ 是一個寬度為 T_{SYM} 的方波。

在頻寬為 8MHz 的系統中，其載波的中心頻率位置為：

$$470\text{MHz} + 4\text{MHz} + i \times 8\text{MHz}, \quad i=0,1,2,3,\dots \quad (2-3)$$

兩種傳輸模式相關的參數如表 2-1 所示，其基本取樣週期(Elementary Sampling Period : T)皆為 $\frac{7}{64} \mu\text{s}$ 。由此表可知，因為 8K 模式的快速傅立葉轉換長度 (N) 是 2K 模式的四倍，所以其有效符元長度為 2K 模式的四倍而次載波間隔為 2K 模式的四分之一。又因為 8K 模式的主動次載波個數 (K) 約為 2K 模式的四倍，所以兩個傳輸模式的有效頻寬皆約為 7.61MHz。每一種傳輸模式都可根據需要選擇適當的護衛間隔長度(為有效符元長度的 1/4、1/8、1/16 或 1/32)。

另外還有頻寬為 7MHz 及 6MHz 的系統其基本取樣週期 (T) 分別為 $\frac{1}{8}\mu s$ 及 $\frac{7}{48}\mu s$ ，頻寬愈小其相對的基本取樣週期愈長。這兩種系統也同樣各有其 2K 模式和 8K 模式，而他們的相關參數中，全部次載波的個數 (N)、主動次載波個數 (K)、 K_{\min} 和 K_{\max} 的量值和頻寬為 8MHz 的系統一樣，如表 2-1 中所示。由此可以算出頻寬為 7MHz 及 6MHz 的系統其有效頻寬約為 6.66MHz 及 5.71MHz。同樣的，每一種傳輸模式都可根據需要選擇適當的護衛間隔長度(為有效符元長度的 1/4、1/8、1/16 或 1/32)。

Parameter	8K mode	2K mode
Number of total carriers N	8192	2048
Number of active carriers K	6817	1705
Vaule of carrier number K_{\min}	0	0
Vaule of carrier number K_{\max}	6816	1704
Duration $T_U = N \cdot T$	896 μsec	224 μsec
Carrier spacing $1/T_U$	1116 Hz	4464 Hz
Spacing between carriers K_{\min} and K_{\max} $(K-1)/T_U$	7.61 MHz	7.61 MHz
The ratio of T_g to T_U T_g/T_U	$\frac{1}{4}, \frac{1}{8}, \frac{1}{16}$ or $\frac{1}{32}$	$\frac{1}{4}, \frac{1}{8}, \frac{1}{16}$ or $\frac{1}{32}$

表 2-1 8K 及 2K 兩種傳輸模式在 8MHz 通道的相關參數表

2.3 參考訊號

在數位影像廣播-地面廣播系統中，訊號同步、傳輸方式的相關參數以及通道估計等相關資訊均可利用已知的參考訊號以及護衛間隔來求得。而其他的 TPS 位元將提供此系統其他相關參數的訊息。通道頻率響應的估計則是先利用散射導航訊號(Scattered Pilots)來得到通道頻率響應的取樣訊號，再將此取樣訊號做內插來求得。接下來，我們將分別敘述這三種參考訊號的分佈位置、量值。

圖 2.3 是三種參考次載波訊號和資料次載波訊號的示意圖，實心點是三種參考次載波訊號的位置而空心點則是資料次載波訊號的位置。三種參考次載波訊號

分別為連續領航訊號(Continual Pilots)、傳輸參數訊號(Transmission Parameter Signaling, TPS)以及散射領航訊號(Scattered Pilots)。此圖的橫軸標示次載波的順序，而縱軸則標示時間順序。次載波的順序由第 K_{\min} 個次載波到第 K_{\max} 個次載波。時間順序是指這個次載波所在的時間位置是在哪一個碼框中的哪一個符元，一個碼框有 68 個符元，所以符元順序每 68 個循環一次。每一列的實心點及空心點即是某一碼框中的某一符元在頻率軸上其次載波分佈的情形。

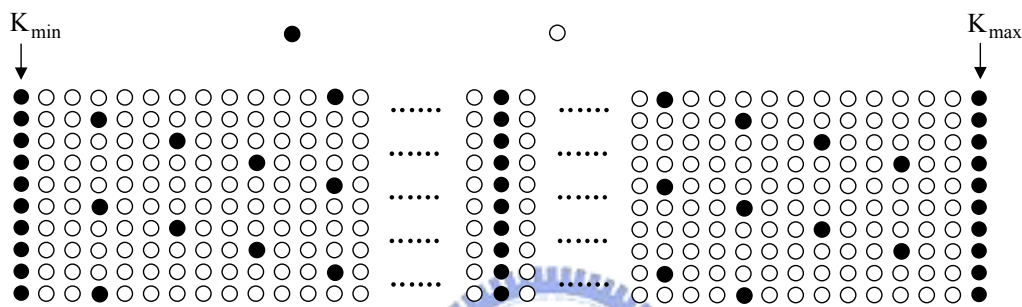


圖 2.3 三種參考訊號次載波和資料訊號次載波位置分佈示意圖

虛擬隨機二位元序列(Pseudo Random Binary Sequence, PRBS) w_k 是由隨機的 0 或 1 組成，這個序列被拿來當作三種參考訊號的量值。它的值只隨次載波的位置而變，不會因為碼框時間或符元時間的不同而改變。連續領航次載波訊號及散射領航次載波訊號的量值由此序列產生，此序列也決定傳輸參數訊號在第一個符元的量值。

reference signal

2.3.1 連續領航訊號(Continual Pilots)

連續領航次載波訊號上的值 $Z_{m,l,k}$ 由虛擬隨機二位元序列決定，其值為 $\pm \frac{4}{3}$ ，

即是

$$Z_{m,l,k} = \frac{4}{3} \cdot 2 \cdot (0.5 - w_k) \quad (2.4)$$

圖 2.4 特別標示出連續領航次載波訊號。如圖 2.4 所示，實心點為連續領航次載

波訊號，而空心點則為其它次載波訊號。連續領航次載波訊存在於每個符元的固定次載波位置上，同時在所有符元的相同連續領航次載波上的值相同。就 8K 模式而言，一個符元中含有 177 個連續領航次載波訊號；而就 2K 模式而言，一個符元中含有 45 個連續領航次載波訊號。這些連續領航次載波訊號的位置有一個特定的組合，而整數載波頻率偏移則會造成這個位置組合整體的循環平移。因此，偵測這個連續領航次載波位置組合的循環平移量即可得到整數載波頻率偏移的估計值。

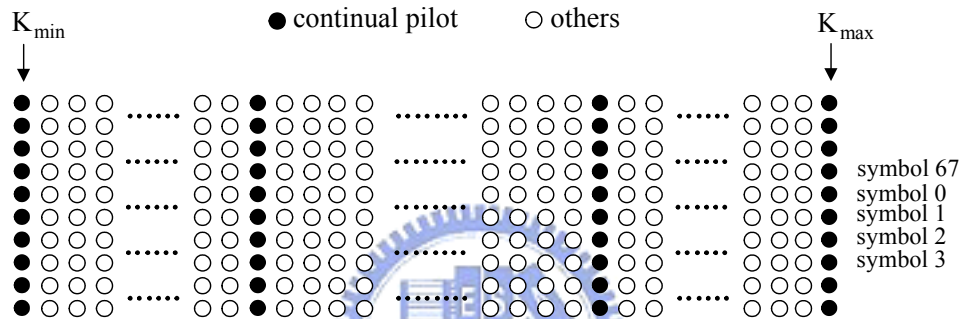


圖 2.4 連續領航訊號次載波和其他訊號次載波位置分佈示意圖

2.3.2 傳輸參數訊號(Transmission Parameter Signaling, TPS)

傳輸參數訊號次載波上的值為 ± 1 。第一個符元之傳輸參數訊號次載波上的值由虛擬隨機二位元序列決定，即

$$Z_{m,0,k} = 2 \cdot (0.5 - w_k) \quad (2.5)$$

而其它符元上之傳輸參數訊號次載波的值則為差分編碼前一符元上的值所得來且帶有一個值為 0 或 1 的 TPS 位元 S_l ，即

$$Z_{m,l,k} = (-1)^{S_l} \cdot Z_{m,l-1,k} \quad l = 1, 2, \dots, 67) \quad (2.6)$$

圖 2.5 特別標示出傳輸參數訊號次載波。如圖 2.5 所示，實心點為傳輸參數訊號次載波，而空心點則為其它次載波訊號。就 8K 模式而言，一個符元中含有 68 個傳輸參數訊號次載波；而就 2K 模式而言，一個符元中含有 17 個傳輸參數訊

號次載波。

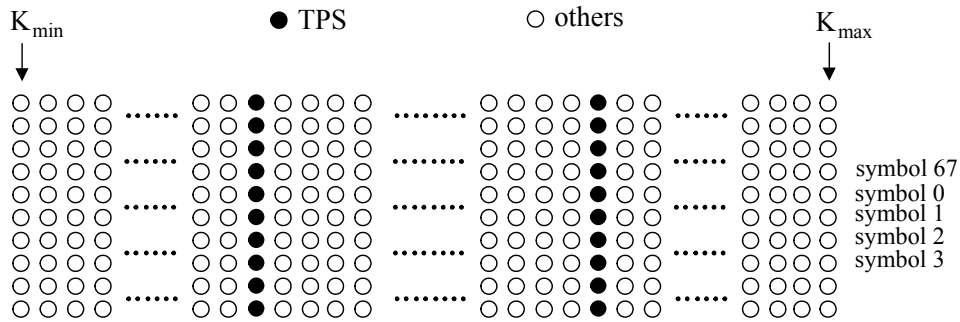


圖 2.5 傳輸參數訊號次載波和其他訊號次載波位置分佈示意圖

每一個符元上的所有傳輸參數訊號次載波所攜帶的 TPS 位元皆相同，如等式(2.6)所示，所以每個碼框共有 67 個 TPS 位元。表 2-2 為這 67 個 TPS 位元的功能表，我們接下來將會簡述這 67 個 TPS 位元的使用目的。

Bit number	Purpose/Content
$s_1 - s_{16}$	Synchronization word
$s_{17} - s_{22}$	Length indicator
s_{23}, s_{24}	Frame number
s_{25}, s_{26}	Constellation
s_{27}, s_{28}, s_{29}	Hierarchy information
s_{30}, s_{31}, s_{32}	Code rate, HP stream
s_{33}, s_{34}, s_{35}	Code rate, LP stream
s_{36}, s_{37}	Guard interval
s_{38}, s_{39}	transmission mode
$s_{40} - s_{47}$	Cell identifier
$s_{48} - s_{53}$	Reserved for future use
$s_{54} - s_{67}$	Error protection

表 2-2 傳輸參數訊號所攜帶之 TPS 位元的功能表

如表 2-2 所示，這 67 個 TPS 位元可以區分為三部分：第一部分是 16 個同步位元，第二部分是 37 個資訊位元，而最後一部分為 14 個多餘位元。16 個同步位元

$(S_1, S_2, \dots, S_{16})$ 有固定的組合，匹配這個組合可以找出符元的順序，即是碼框時間。37 個資訊位元 $(S_{17}, S_{18}, \dots, S_{53})$ 是用來控制系統的相關傳輸參數，例如調變的方式、階層式調變的資訊、高優先權資料的編碼率、低優先權資料的編碼率、護衛間隔和有效符元長度的比例，以及使用哪一種傳輸模式等等。最後 14 個多餘位元 $(S_{54}, S_{55}, \dots, S_{67})$ 是用來保護之前的 53 個 TPS 位元，經由 BCH(67,53,t=2) 編碼將 53 個 TPS 位元延伸為 67 個 TPS 位元，並增加保護的能力。

2.3.3 散射領航訊號(Scattered Pilots)

散射領航次載波訊號上的值 $Z_{m,l,k}$ 由虛擬隨機二位元序列決定，其值為 $\pm \frac{4}{3}$ ，即

$$Z_{m,l,k} = \frac{4}{3} \cdot 2 \cdot (0.5 - w_k) \quad (2.7)$$

圖 2.6 特別標示出散射領航次載波訊號。如圖 2.6 所示，實心點為散射領航次載波訊號，而空心點則為其它次載波訊號。由此圖可知，在一個符元中，每 12 個次載波便會放置一個散射領航次載波訊號。而在相鄰的符元中，散射領航次載波訊號的位置組合會相對的間隔 3 個次載波間隔。一個碼框中第 l 個符元的散射領航次載波訊號其次載波的位置 k 為：

$$k = K_{\min} + 3 \times (l \bmod 4) + 12 \times p \quad p \geq 0, k \in [K_{\min}, K_{\max}] \quad (2.8)$$

就 2K 模式而言， $K_{\min} = 0$ ， $K_{\max} = 1704$ ；就 8K 模式而言， $K_{\min} = 0$ ， $K_{\max} = 6816$ 。在接收端取出存在於散射領航次載波位置上的值並且將其它次載波位置上的值設成 0，我們就可以估計出傳輸通道頻率響應(Frequency Response)的取樣訊號。接著，我們可以依次針對時域及頻域使用內插法(Interpolation)，如此我們就可以得到傳輸通道頻率響應的估計值。

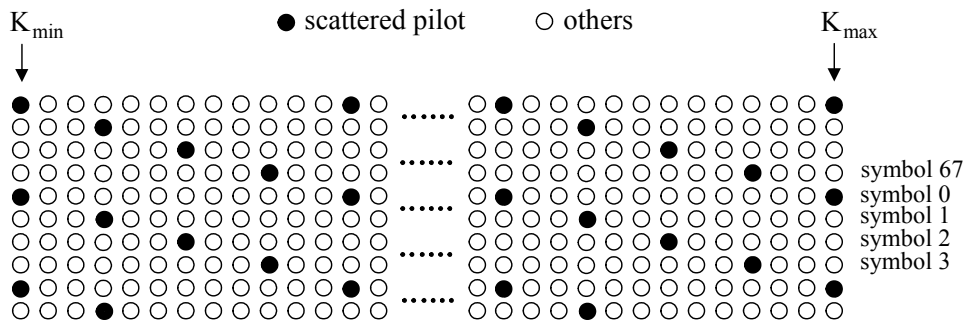


圖 2.6 散射領航訊號次載波和其他訊號次載波位置分佈示意圖

關於如何使用散射領航訊號做通道的估計我們將在第四章有更詳盡的說明。



第三章 傳輸通道之模型及估測

在無線通訊中，通道的效應是影響效能的重要關鍵，多重路徑的通道 (Multi-path)，是造成接收訊號失真的主要因素，它是由於電波在空中傳播時碰到物體產生反射所造成。如果接收端和傳送端有相對的運動，則會造成通道隨著時間而改變，這樣的情形稱為通道的衰變 (Fading)。衰變通道一般可分為頻率選擇性衰變通道，與平緩衰變通道。當傳輸信號頻寬大於其通道的同調頻寬 (Coherent Bandwidth) 時，造成在頻譜上每個頻率的衰變都不同，如圖 3.1(a) 示，因此稱之為頻率選擇性衰變 (Frequency Selective Fading) 通道，反之，我們稱之為平緩衰變通道 (Flat Fading)。

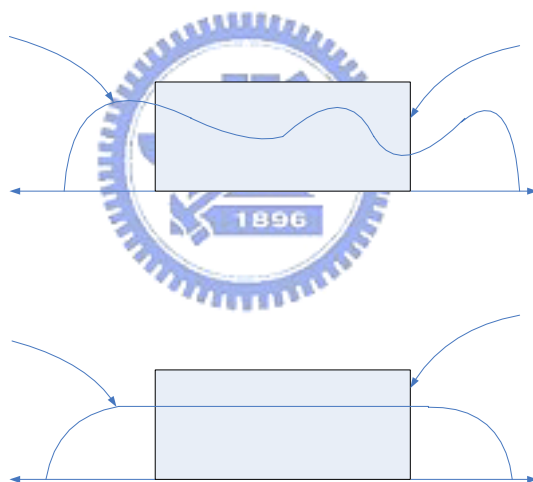


圖 3.1 (a) 頻率選擇性衰變通道 (b) 平緩衰變通道

通道的同調頻寬和通道延遲方均根值 (Root Mean Square Value of Delay Spread) 成反比，也就是當通道延遲方均根值越大時，其同調頻寬則越小，反之則相反。同調頻寬經常被定義為兩個頻域上不同頻率的訊號彼此能夠維持相關係數 (Correlation Coefficient) 大於 0.9 的最大頻率差。

Channel

3.1 衰變通道

對一個寬頻傳輸訊號的多重路徑衰變通道，可以表示成：

$$\begin{aligned}
 h(t, \tau) &= \sum_{l=0}^{L-1} A_l(t) \delta(\tau - \tau_l) e^{j\phi_l(t)} \\
 &= \sum_{l=0}^{L-1} r_l(t) \delta(\tau - \tau_l)
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

t 為時間， τ_l 為第 l 個路徑的延遲時間， $A_l(t)$ 為第 l 個路徑的增益， $\phi_l(t)$ 為第 l 個路徑的隨機相位(Random Phase)， $r_l(t)$ 所表示的是第 l 個路徑的增益及其隨機相位，如圖 3.2 所示。

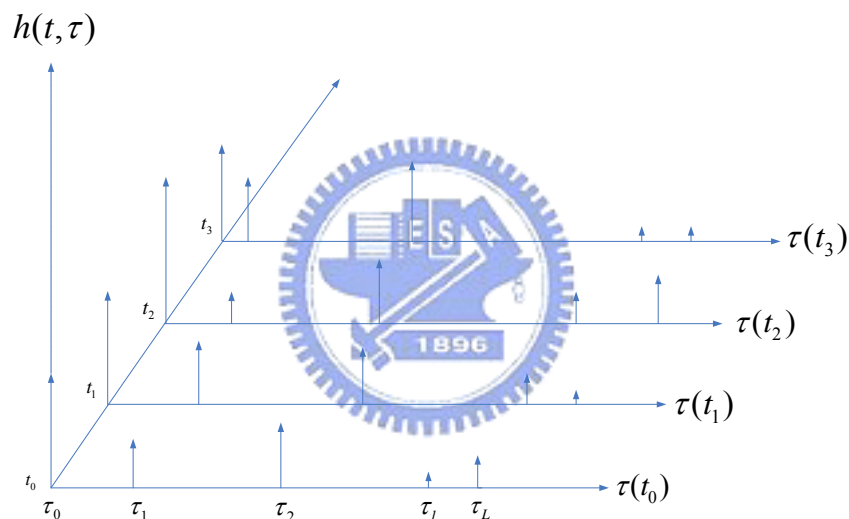


圖 3.2 多重路徑時變通道脈衝響應模型

接收機在一小區域內所收到的每個路徑，可視為來自各方向在的窄頻複數訊號之和。每個路徑以複數訊號表示如下：

$$\begin{aligned}
 r_l(t) &= A_l(t) e^{j\phi_l(t)} \\
 &= \sum_{n=1}^N A_{l,n}(t) e^{j\phi_{l,n}(t)}
 \end{aligned} \tag{3.2}$$

N 表示在第 l 個路徑中，來自各方向在延遲時間上無法區分之窄頻複數訊號的數

目(如圖 3.3 所示)。當 N 值很大時，根據中央極限定理 (Central Limit Theory)， $r_l(t)$ 將近似於一個複數高斯隨機程序(Complex Gaussian Random Process)，因此複數訊號之振幅會形成雷利(Rayleigh Distribution)分佈，其相位會形成均勻分佈(Uniform Distribution)。因為 Jake's Model[4]可以產生一個近似雷利分佈的序列，適合用來描述一個窄頻訊號，所以可用來表示式中的 $r_l(t)$ 。



圖 3.3 在延遲時間上無法區分之窄頻複數訊號

在 Jake's model 中，一個等效基頻 (Equivalent Baseband)的窄頻衰變模型 (Narrow Band Fading Profile)可以表示成來自 N 個方向之複數訊號和：

N 個延遲時

$$\begin{aligned}
 T(t) &= A_l(t)e^{j\phi_l(t)} \\
 &= \frac{E_0}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j(w_m t \cos \alpha_n + \theta_n)}, \quad w_m = 2\pi f_m
 \end{aligned}
 \tag{3.3}$$

E_0 是 $T(t)$ 的平均功率， f_m 是最大都卜勒 (Doppler) 頻率偏移量， α_n 是其入射角度， θ_n 為此方向入射訊號之隨機相位，假設 α_n 和 θ_n 在 $[0, 2\pi]$ 內均勻分佈(Uniform Distribution)。

3.2 通道模型

利用 Jake's model 我們可以來模擬所要的多重路徑衰變通道。假設共有 N 個路徑，第 l 條路徑的延遲時間為 τ_l ，增益為 $A_l(t)$ ，而其相位為 $\phi_l(t)$ 。每一條路徑

的增益及相位都可由 Jake's Model 產生，如式(3-3)所示，且不同路徑的增益及相位彼此互不相關。圖 3.4 為多路徑衰變通道的模型圖。

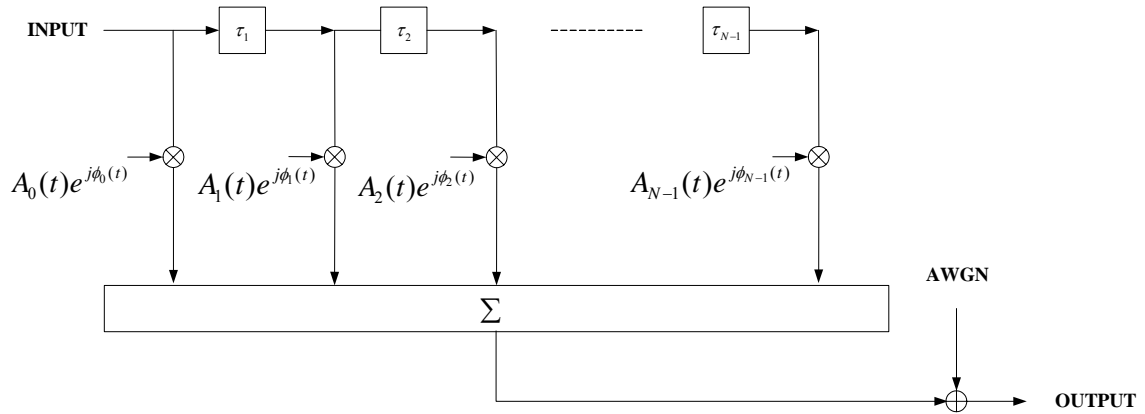


圖 3.4 多路徑衰變通道之模型

3.3 通道的估計

對一個同調調變的系統而言，在接收機完成同步的動作後接著就必須經過等化器以消除通道所造成的振幅變動以及隨機相位偏移。因此我們必需作通道的估計以提供等化器所須的傳輸通道資訊。

在正交分頻多工系統中，我們通常使用領航訊號(Pilots)來估計通道，所謂領航符元(Pilot Symbols)即是在一個 OFDM 符元中，在頻域上間隔特定次載波數目插入已知訊號。

在接收端利用已知的 Pilot，我們就可以估計出通道。許多種的估計方法已被提出，在此我們先介紹一種最基本的方法:最小平方誤差法(Least Square estimation)[5]。

首先，我們假設在正交分頻多工系統下，滿足下列的線性模型：

$$Y = XH + Z \quad (3.4)$$

其中

$$Y = [Y_0, Y_1, \dots, Y_N]^T$$

$$X = \begin{bmatrix} X_0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & X_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & X_N \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

$$H = [H_0, H_1, \dots, H_N]^T$$

$$Z = [Z_0, Z_1, \dots, Z_N]^T$$

在此線性模型中，Y 為接收機收到的信號、X 為已知的 Pilot，H 為待估計的通道頻率響應而 Z 則為雜訊。估計的方法是找出一組解， \hat{H}_{LS} ，使得其平方誤差最小即：

$$\min\{e^2\} = \min\{(Y - XH)^T(Y - XH)\} \quad (3.6)$$

將(3.6)式對 \hat{H}_{LS} 作偏微分，並令其為零即可解出 \hat{H}_{LS} (Least Square solutions):

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial \hat{H}_{LS}} e^2 &= 2X^T(Y - X\hat{H}_{LS}) \\ \Rightarrow \hat{H}_{LS} &= (X^T X)^{-1} X^T Y \\ &= X^{-1} Y \end{aligned} \quad (3.7)$$

式(3.7)的概念是將接收到的信號轉到頻域，直接除以已知的 Pilot 就可以估計出通道的頻率響應，這個方法的好處是它很容易實現，但由式(3.7)可知，收到的信號 Y 是包含有雜訊的，所以這個方法並不能有效的抑制雜訊的干擾。所以，我們通常會利用 Least Square 的方法初步的估計出 \hat{H}_{LS} ，接著再利用 \hat{H}_{LS} 做進一步的處理，細估出更精確的通道。

第四章

以多重路徑干擾消除為基礎之通道等化器

我們考慮在正交分頻多工系統的架構下，利用通道估計可以估出通道的特性，加上等化器及決策器所估出的傳送資料，可以估計出傳送資料經過通道所受到的效應，分別取出每一個路徑的訊號以排除多路徑的干擾，再以最大比例匹配 (Maximum ratio combining) 重建出較為準確的接收訊號，繼而可以估計出較為準確的傳送訊號。如此又可以反覆的進行，再得到更新之後的每一個路徑的訊號，而又重建出更準確的接收訊號，最後得到更準確的傳送訊號。

4.1 通道等化器架構

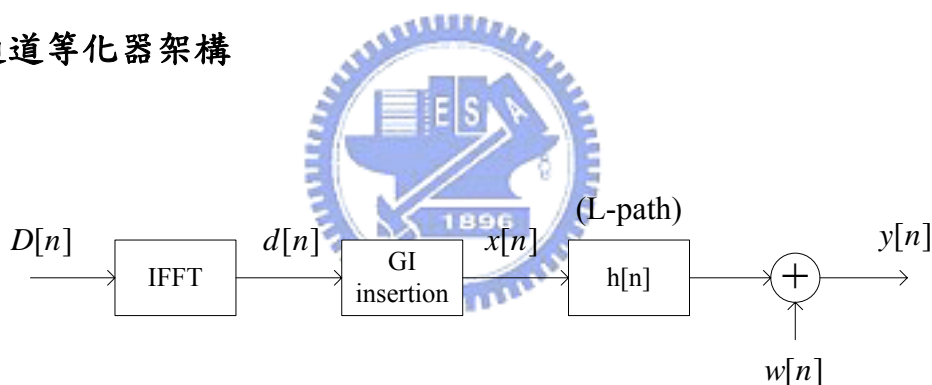


圖 4.1 正交分頻多工系統架構下傳送端及通道的影響

圖 4.1 說明正交分頻多工系統架構下輸入的資料 ($D[n]$) 經由反快速傅立葉轉換轉換到時域內 ($d[n]$)，而反快速傅立葉轉換的輸出加上護衛區間 (Guard Interval)，得到我們的發送訊號 ($x[n]$)，經過通道之後加上雜訊的影響，即為接收訊號 ($y[n]$)。

在接收端收到的訊號 $y[n]$ 除去護衛區間後經過快速傅立葉轉換得到頻域的訊號，通道估計所得到的通道特性 $\hat{h}[n]$ ，首先用在通道等化器，使用逼零等化器消除通道的效應而得到估計的傳送資料 $\hat{D}[n]$ ，其經過反快速傅立葉轉換可獲得

時域訊號 $\hat{d}[n]$ ，而估計的時域傳送資料加上護衛區間後又可以得到估計的發送資料 $\hat{x}[n]$ 。估計的通道特性 $\hat{h}[n]$ 加上估計的發送之料 $\hat{x}[n]$ 可重建出每一路徑的資料。

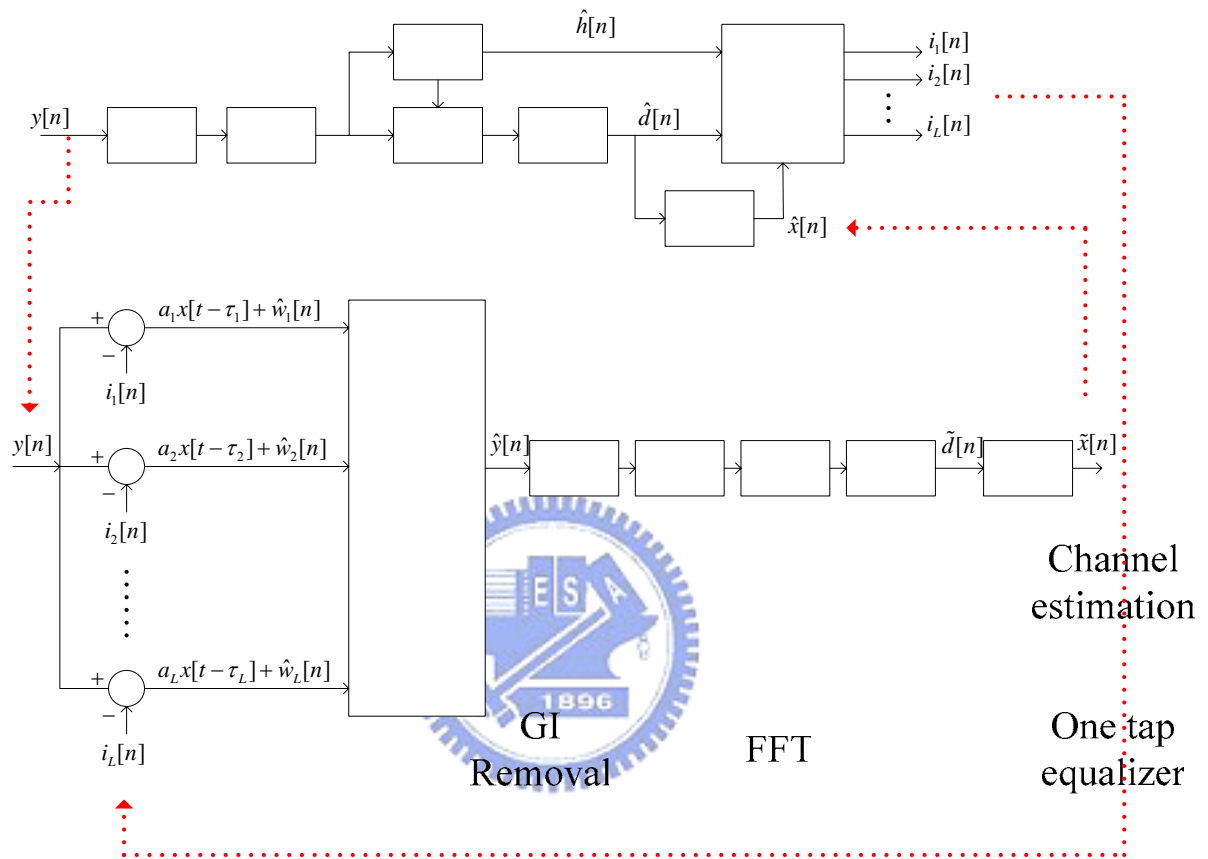


圖 4.2 正交分頻多工系統架構下接收端資料重建

Σ

Σ

Time alignment

and

MRC

4.2 通道估測

前一章我們提到利用已知的 Pilot 可以求出其 Least square solutions，但這只限於在放置 Pilot 的次載波位置，實際的正交分頻多工系統不可能所有的次載波都放置 Pilot，圖 4.3 即為數位影像廣播之地面廣播系統的 Pilot 放置方法，其中黑點的部分為已知的 Pilot，在橫軸也就是頻域上，Pilot 的放置是每隔 12 個次載波間隔，這種間隔特定次載波數目而放置 Pilot 的方法就稱為領航符元(Pilot Symbol)。

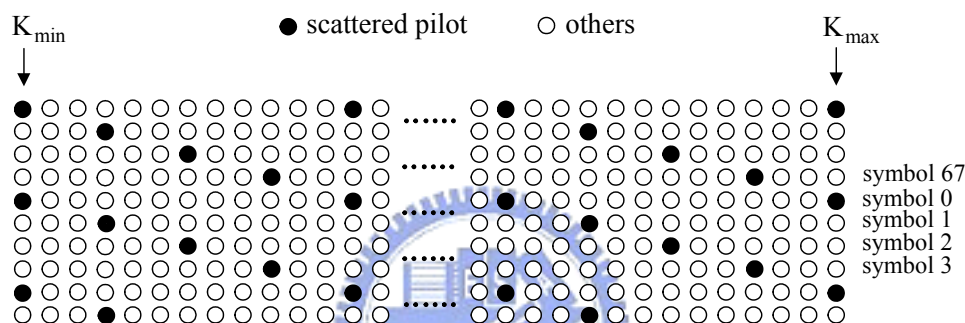


圖 4.3 數位影像廣播之地面廣播系統之散設領航訊號

利用這些已知的 Pilot，我們可以求相對應次載波位置上的 Least Square 解，

\hat{H}_{LS} ，其他沒有放置 Pilot 的次載波位置可以用內插法來求得，詳細方法如下面的章節所述。

4.2.1 一維線性內插法[6]

如同式(4.1)所示，利用兩已知的值，可以內插出中間未知的值，這個方法的好處是它很簡單，但是，當通道在頻域變化得很快時，Pilot 放置的密度必須增加，否則這個方法將不適用。

$$H[k] = H[iT] + \{H[(i+1)T] - H[iT]\} \frac{(k-iT)}{T}, \quad iT < k < (i+1)T \quad (4.1)$$

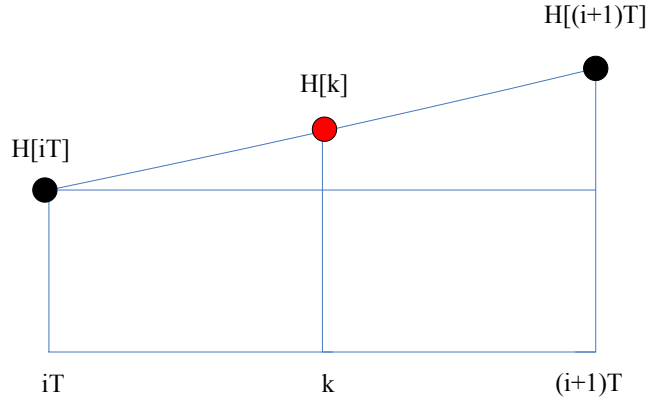


圖 4.4 一維線性內插法示意圖

4.2.2 基於快速傅利葉轉換之一維內插法(頻域上的 Sinc 內插)[7][8][9]

如同圖 4.3 所示，如果我們利用 Least square 的方法求出放置 Pilot 次載波位置的通道頻率響應值，剩下沒有放置 Pilot 的次載波位置其值設為零，那麼就可視為是對 \hat{H}_{LS} 做取樣：

$$\hat{H}_{LS}^S = \{\hat{H}_{LS}[0], 0, \dots, \hat{H}_{LS}[T], 0, \dots, \hat{H}_{LS}[2T], 0, \dots, \hat{H}_{LS}[(\frac{N}{T}-1)T], 0, \dots, 0\} \quad (4.2)$$

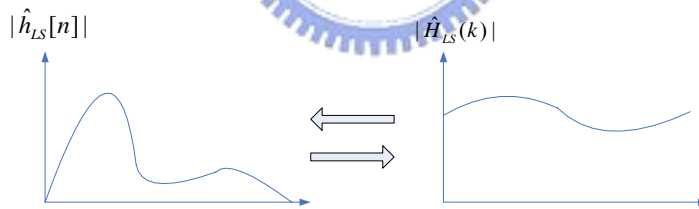
其中 T 為 Pilot 放置的週期，N 為所有的次載波數目。

將 \hat{H}_{LS} 在頻域上做取樣，經反傅利葉轉換到時域時， \hat{h}_{LS} 將在時域上重複出現，重複的週期為 T/N，即：

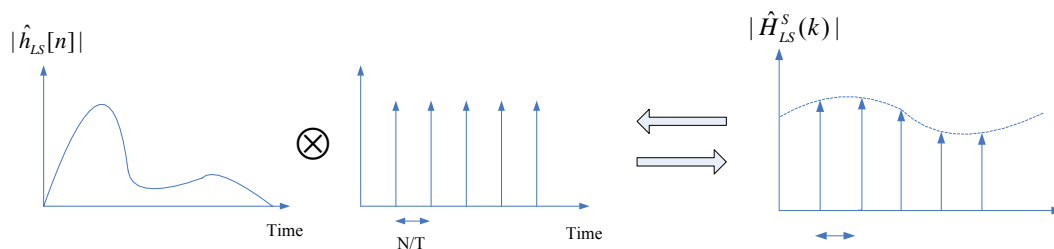
$$\begin{aligned} H(k) &= \sum_{n=0}^{N-1} h[n] e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} \\ h[n] &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} H(k) e^{j\frac{2\pi}{N}kn} \\ \hat{H}_{LS}^S(k) &= \hat{H}_{LS}(k) \quad , \text{ if } k = qT, \quad q = 0, 1, \dots, \frac{N}{T} - 1 \end{aligned} \quad (4.3)$$

$$\begin{aligned}
\hat{h}_{LS}^s[n] &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \hat{H}_{LS}^s(k) e^{j\frac{2\pi}{N}kn} \\
&= \frac{1}{N} \sum_{q=0}^{\frac{N}{T}-1} \hat{H}_{LS}(qT) e^{j\frac{2\pi}{N}(qT)n} \\
&= \frac{1}{N} \sum_{q=0}^{\frac{N}{T}-1} \sum_{x=0}^{N-1} \hat{h}_{LS}[x] e^{-j\frac{2\pi}{N}(qT)x} e^{j\frac{2\pi}{N}(qT)n} \\
&= \frac{1}{N} \sum_{x=0}^{N-1} \hat{h}_{LS}[x] \sum_{q=0}^{\frac{N}{T}-1} e^{-j\frac{2\pi}{N/T}q(x-n)} \\
&= \frac{1}{N} \sum_{x=0}^{N-1} \hat{h}_{LS}[x] \frac{N}{T} \sum_{z=0}^{T-1} \delta[(x-n - \frac{N}{T}z)_N] \\
&= \frac{1}{T} \sum_{z=0}^{T-1} \hat{h}_{LS}[(n + \frac{N}{T}z)_N]
\end{aligned} \tag{4.4}$$

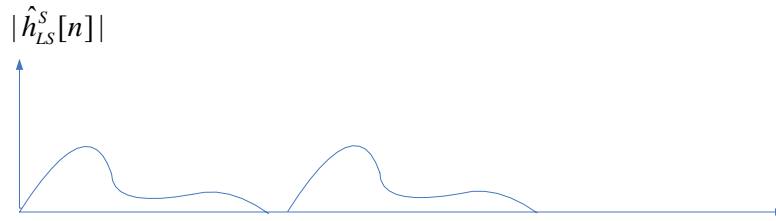
由取樣定理得知，只要通道的最大延遲小於 N/T ，那麼，在時域上重複出現的 \hat{h}_{LS} 就不會發生交疊(Aliasing)的情況，只要取出 $\hat{h}_{LS}^s[n]$ 中 $0 \leq n \leq \frac{N}{T}$ 的部份，並乘上 T 補償因取樣造成的振幅衰減，如此以來及可還原出完整的 \hat{h}_{LS} ，如圖 4.5 所示。



(a)



(b)



(c)

圖 4.5 (a)完整的 Least Square 通道估計 (b) Least Square 通道估計之取樣 (c)取樣後經 IFFT, \hat{h}_{LS}^S 在時域重複出現, 振幅縮為 $1/T$

圖 4.6 描述了一個應用於 DVB-T 系統的基於快速傅利葉轉換內插通道估計法, LS 的通道估計是無法有效濾除雜訊的, 因此我們必需使用符元平均(Symbol ^{N/T} by Symbol Average)與路徑選擇的方法來抑制雜訊, 在做符元平均時要選擇幾個符元來平均有下列兩個考量, 第一, 既然是使用平均的方法來抑制雜訊, 那麼, 理論上當然是平均越多個符元效果越好, 但第二個考量是: 如果平均太多個符元, 在這些符元時間內, 通道可能已經改變了, 反而造成估計誤差。因此, 必需有一個協調, 在模擬中我們將使用 2 個符元的長度來平均。

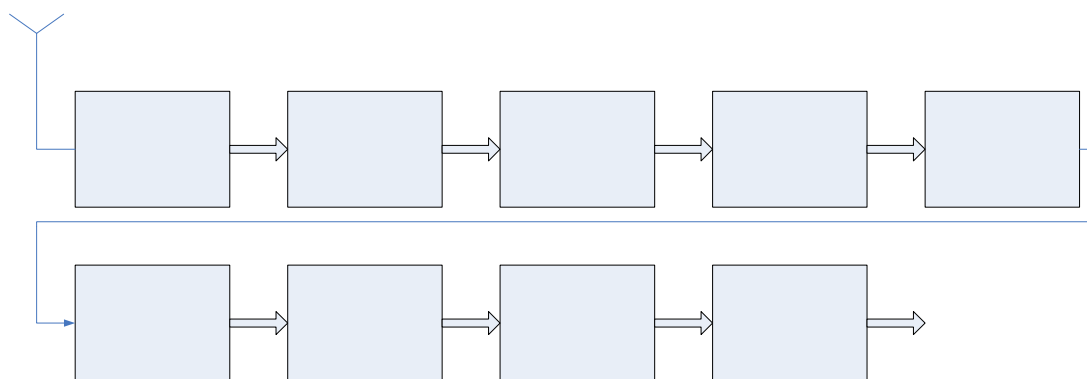


圖 4.6 應用於 DVB-T 系統之基於快速傅利葉轉換內插通道估計法

4.2.3 通道路徑的選擇(Path Selection)

在這一節中我們將介紹”路徑選擇”的方法，路徑選擇的目地有兩個，第一個是能有效濾除雜訊，另一個則是降低運算的複雜度。它的方法描述如下：在一般的正交分頻多工系統中，我們往往假設通道的最大延遲會小於時間護衛的長度，如此一來方可避免碼際干擾(Inter Symbol Interference)的效應，因此我們可以進一步將通道中大於護衛間隔的值都視為是雜訊並令之為零，如圖 4.7 所示。

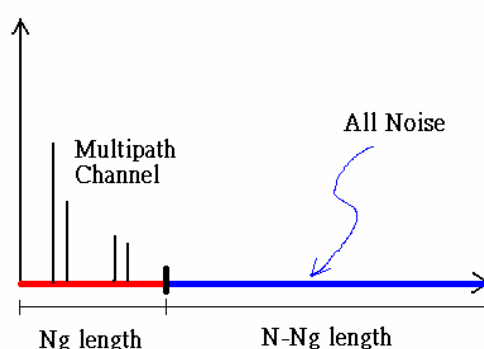


圖 4.7 通道之最大延遲小於等於護衛間隔

但在 4.2 節中所提到的基於快速傅立葉轉換內插法中，估出的通道在時域是重複出現的，如同圖 4.8 所示：

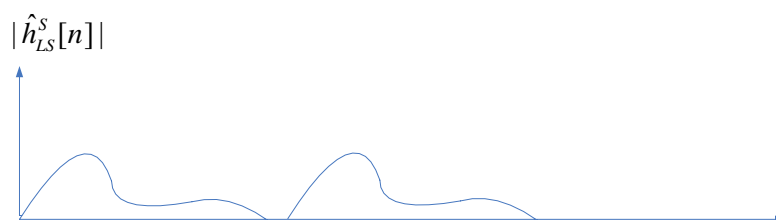


圖 4.8 時域上通道脈衝響應重複的出現

因此，在做路徑選擇時，第一步我們必需先將 $t > \frac{N}{T}$ 的點其值設為 0，儘管如此，通道中 $t < \frac{N}{T}$ 的值還是有可能包含雜訊，因此，我們可以用一個簡單的方法來判別，首先，在 $t < \frac{N}{T}$ 的點內找出一最大能量值的路徑，利用這最大能量值我們設定一門檻值(Threshold)，當路徑的能量小於這個門檻值時，該路徑即被視為是雜

訊，反之則視為通道，因此，式(4.20)可以改寫成

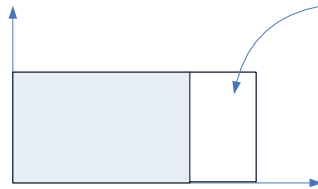
$$\hat{\sigma}_z^2 = \frac{1}{N/T - L} \sum_{n \neq l} |\hat{h}_{LS}(n)|^2 \quad (4.5)$$

其中 L 為選中為 Path 的總數，l 則為選中 Path 的 index。因此將通道路徑的選擇應用在式(4.19)中，我們只要計算選中為 Path 次載波位置的加權值，如此即可簡化計算：

$$k_l = \left[\frac{|h_{l_0}^{LS}|^2}{|h_{l_0}^{LS}|^2 + \hat{\sigma}_z^2}, \frac{|h_{l_1}^{LS}|^2}{|h_{l_1}^{LS}|^2 + \hat{\sigma}_z^2}, \dots, \frac{|h_{l_{L-1}}^{LS}|^2}{|h_{l_{L-1}}^{LS}|^2 + \hat{\sigma}_z^2} \right]^T \quad (4.6)$$

4.2.4 通道延遲對於估計效能的影響

在 DVB-T 的規範中，2048 點的次載波只使用了 1705 點來傳送資料(包含 Pilot)，如圖 4.9(a)，但是，當我們在做基於快速傅利葉轉換的內插法時，用的卻是 2048 點的 IFFT，這樣的效應等效是 \hat{H}_{LS}^S 乘上一個方波，經過 2048 點的 IFFT 後等效是 \hat{h}_{LS}^S 摺積一個 sinc 波，就如同圖 4.9(b)所示，這樣的效應造成兩個影響，第一是振幅衰減成 $\frac{1705}{2048}$ ，第二是波瓣(side-lobe)的干擾，這可以透過路徑的選擇來消除。



(a)

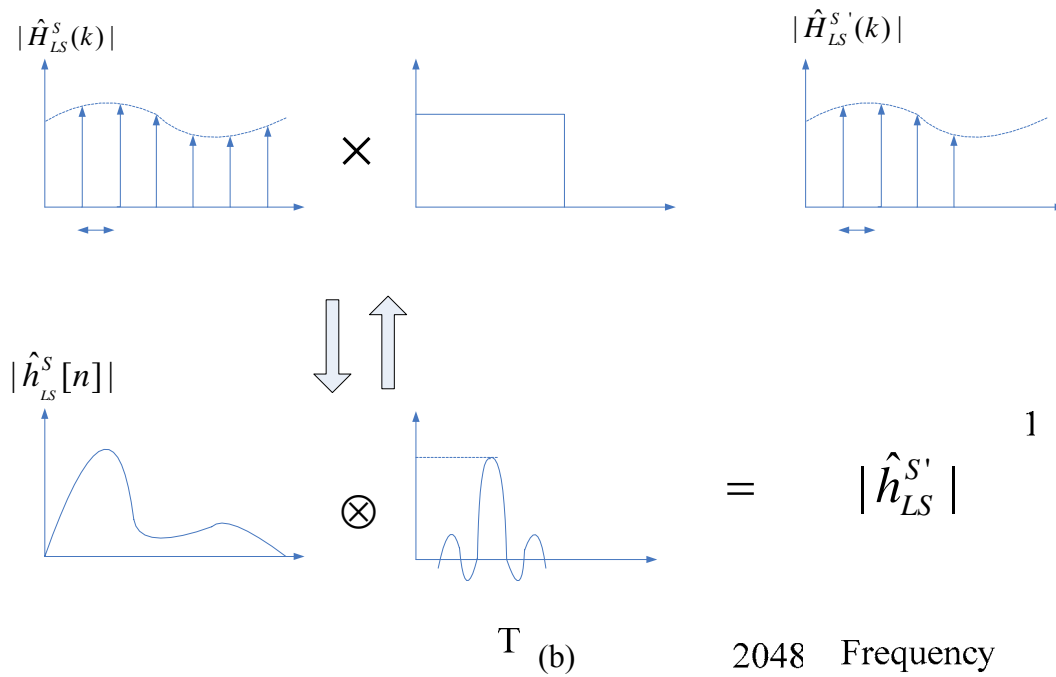
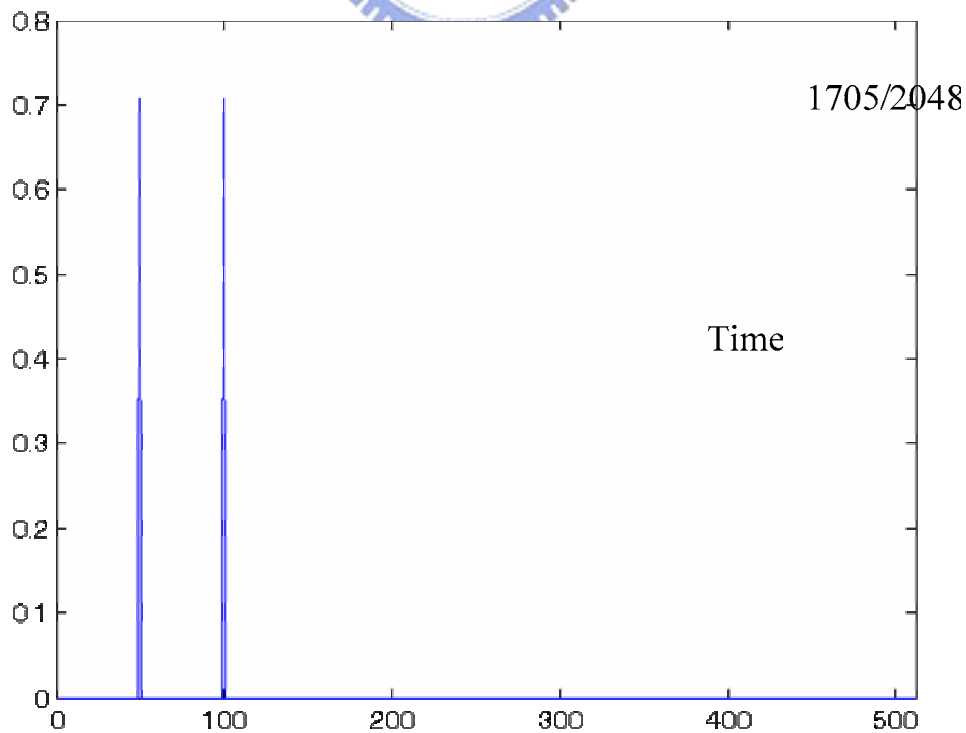
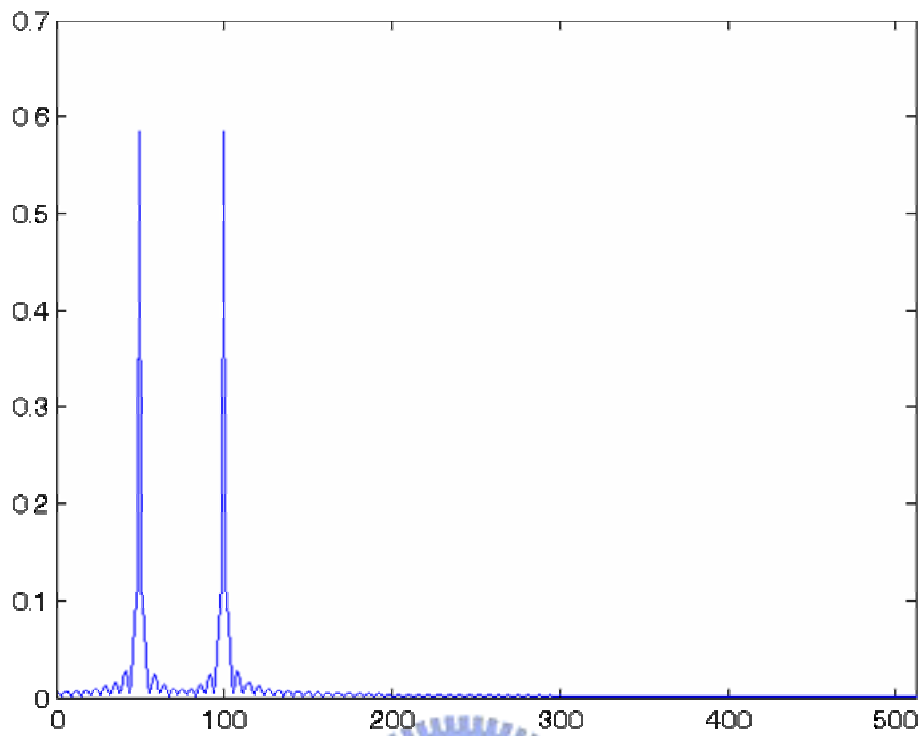


圖 4.9 (a)DVB-T 的符元架構 (b)額外的干擾

圖 4.10 顯示了雙重路徑下，不同延遲所受的影響，當兩條路徑的延遲較小時，波瓣(side-lobe)的干擾較為嚴重，當兩條路徑的延遲較大時(圖 4.11)，波瓣(side-lobe)的干擾可以忽略。

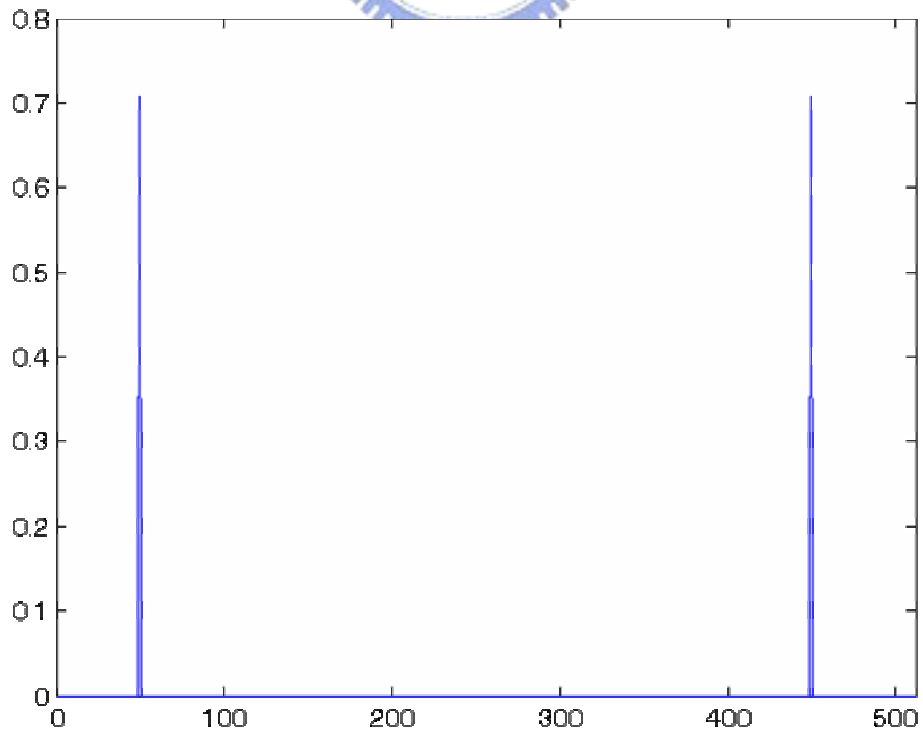


(a)



(b)

圖 4.10 (a)完整的通道估計值 $|\hat{h}_{LS}|$ (延遲為 50) (b)僅使用 1705 點估計出的通道



(a)

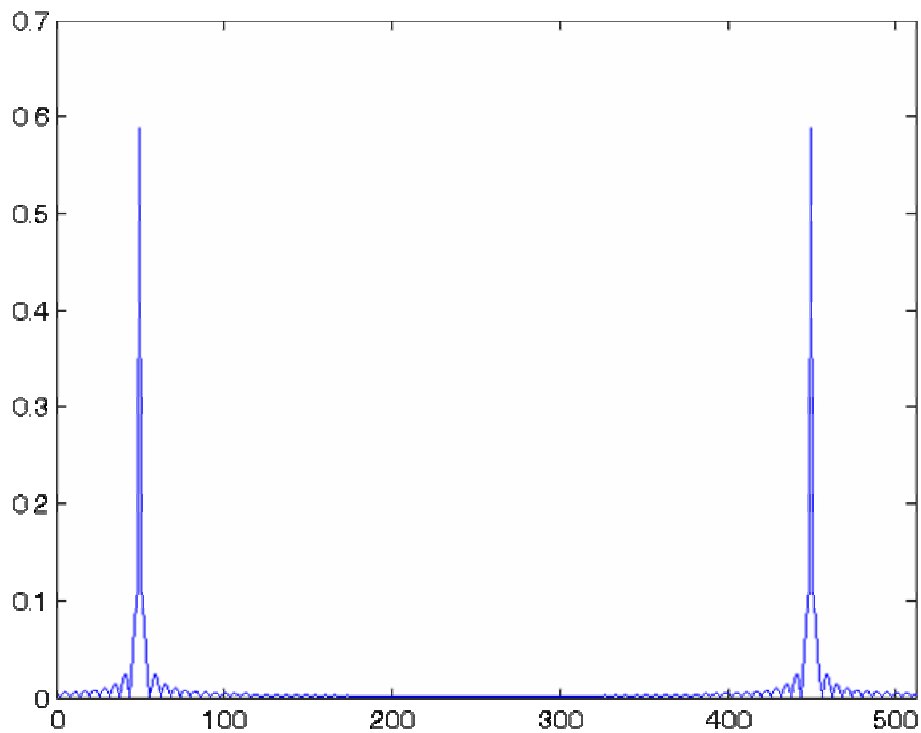
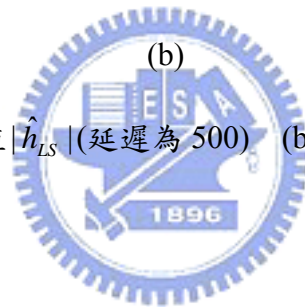


圖 4.11 (a)完整的通道估計值 $|\hat{h}_{LS}|$ (延遲為 500) (b)僅使用 1705 點估計出的通道



4.3 逼零等化器[10]

由於 DVB-T 為 OFDM 系統，傳輸通道被切割成許多細小子通道，因此每個次載波的頻寬將相對變窄，使得每個次載波的傳輸通道為平坦衰變（flat fading），也就是訊號只有振幅衰減，而不會有波形失真的情形。此時，在接收端就只需要用一個簡單的頻域等化器即能將訊號的振幅失真調整回來，大大的降低了系統運算的複雜度。而頻域等化器的主要功能就是補償每個子通道增益上的損失。就每一個次載波而言，即為單閥等化器（one-tap equalizer）。

由於，DVB-T 接收機經傅立葉轉換之後得頻域訊號，所以我們以頻域觀點來設計通道等化器設計，圖 4.12 顯示一系統傳送訊號經通道至接收端簡圖。

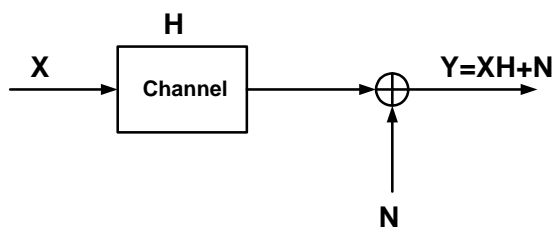


圖 4.12 傳送訊號經通道至接收端簡圖

X 表示為傳送端的傳送訊號，通道的頻域響應為 H ， N 為可加性白色高斯雜訊 (AWGN)。則接收端所收到的訊號 Y 為傳送訊號乘上通道的頻域響應再加上可加性白色高斯雜訊即。

$$Y = XH + N \quad (4.7)$$

通道等化器的主要目的是為了等化傳送訊號所受到通道影響的振幅失真。所以，我們可經由反乘通道參數，而求得傳送訊號，即如 (4.8)。

$$\hat{X} = \frac{Y}{H} \quad (4.8)$$

而通道參數可以藉由第二章所提的幾個方法估得，所以實際上的通道等化器工作公式如 (4.9)。

$$\hat{X} = \frac{Y}{\hat{H}} \quad (4.9)$$

由 (4.9) 可看出，逼零等化器的缺點是忽略可加性雜訊的影響，因此，它會造成重大的雜訊增強效果，當通道的頻域響應 H 或 \hat{H} 很小，則逼零等化器的補償帶來了大的增益，同時，雜訊也被增強了許多。

4.4 路徑干擾重建[11]

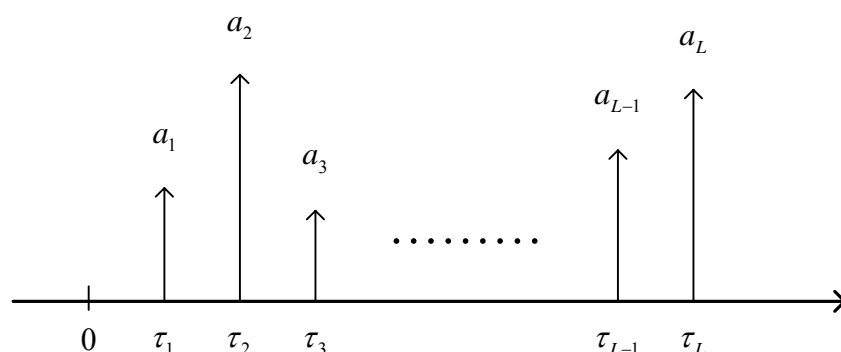
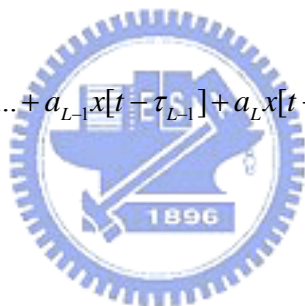


圖 4.13 通道估計所估計出的時域通道特性

接收訊號 $y[n]$ 為發送訊號乘上通道的特性加上雜訊，如 (4.10)：

$$y[n] = a_1 x[t - \tau_1] + a_2 x[t - \tau_2] + \dots + a_{L-1} x[t - \tau_{L-1}] + a_L x[t - \tau_L] + w[n] \quad (4.10)$$



重建每個路徑的干擾：

$$\begin{aligned} i_1[n] &= \hat{a}_2 \hat{x}[t - \tau_2] + \hat{a}_3 \hat{x}[t - \tau_3] + \dots + \hat{a}_{L-1} \hat{x}[t - \tau_{L-1}] + \hat{a}_L \hat{x}[t - \tau_L] \\ i_2[n] &= \hat{a}_2 \hat{x}[t - \tau_2] + \hat{a}_3 \hat{x}[t - \tau_3] + \dots + \hat{a}_{L-1} \hat{x}[t - \tau_{L-1}] + \hat{a}_L \hat{x}[t - \tau_L] \\ &\vdots \\ i_{L-1}[n] &= \hat{a}_1 \hat{x}[t - \tau_1] + \hat{a}_2 \hat{x}[t - \tau_2] + \dots + \hat{a}_{L-2} \hat{x}[t - \tau_{L-2}] + \hat{a}_L \hat{x}[t - \tau_L] \\ i_L[n] &= \hat{a}_1 \hat{x}[t - \tau_1] + \hat{a}_2 \hat{x}[t - \tau_2] + \dots + \hat{a}_{L-2} \hat{x}[t - \tau_{L-2}] + \hat{a}_{L-1} \hat{x}[t - \tau_{L-1}] \end{aligned} \quad (4.11)$$

將接收訊號分別扣掉每個路徑的干擾，則可得到每條路徑的傳送資料，且只受到雜訊的影響而沒有其他路徑的影響：

$$\begin{aligned} y[n] - i_1[n] &= a_1 x[t - \tau_1] + \hat{w}_1[n] \\ y[n] - i_2[n] &= a_2 x[t - \tau_2] + \hat{w}_2[n] \\ &\vdots \\ y[n] - i_L[n] &= a_L x[t - \tau_L] + \hat{w}_L[n] \end{aligned} \quad (4.12)$$

其中

$$\begin{aligned}
 \hat{w}_1[n] &= (a_2x[t-\tau_2] - \hat{a}_2\hat{x}[t-\tau_2]) + \dots + (a_Lx[t-\tau_L] - \hat{a}_L\hat{x}[t-\tau_L]) + w[n] \\
 \hat{w}_2[n] &= (a_1x[t-\tau_1] - \hat{a}_1\hat{x}[t-\tau_1]) + (a_3x[t-\tau_3] - \hat{a}_3\hat{x}[t-\tau_3]) + \dots \\
 &\quad + (a_Lx[t-\tau_L] - \hat{a}_L\hat{x}[t-\tau_L]) + w[n] \\
 &\quad \vdots \\
 \hat{w}_L[n] &= (a_1x[t-\tau_1] - \hat{a}_1\hat{x}[t-\tau_1]) + \dots + (a_{L-1}x[t-\tau_{L-1}] - \hat{a}_{L-1}\hat{x}[t-\tau_{L-1}]) + w[n]
 \end{aligned} \tag{4.13}$$

在得到每條路徑的傳送資料後，經過時間延遲調整以及最大比例匹配的增益，可以得到估計的接收訊號 $\hat{y}[n]$ ，此估計的接收訊號已經消除了多路徑的相互干擾，同樣的通過去除護衛區間、快速傅立葉轉換及等化器後得到消除了多路徑相互干擾的估計傳送訊號 $\tilde{D}[n]$ ，經過反快速傅立葉轉換再加上護衛區間得到發送訊號 $\tilde{x}[n]$ 。

估計出發送訊號 $\tilde{x}[n]$ 後，可代回接收端架構中取代原本的估出的發送訊號 $\hat{x}[n]$ ，藉此重建出更為準確的每個路徑的干擾，繼而接收訊號再一次扣掉每個路徑的干擾而得到每條路徑的傳送資料，最後又估出更為準確的發送訊號，不斷的反覆後估計得以完全的消除多路徑之間彼此的干擾。

想要得到更好的效能表現，可以先將估計得到的傳送資料 ($\hat{D}[n]$ or $\tilde{D}[n]$) 先經過解碼及編碼的動作，可以有編碼的增益 (Coding gain)，得到修正的傳送資料 ($\hat{D}'[n]$ or $\tilde{D}'[n]$)，如下圖所示，再代回上面的接收端架構重建資料的機制。

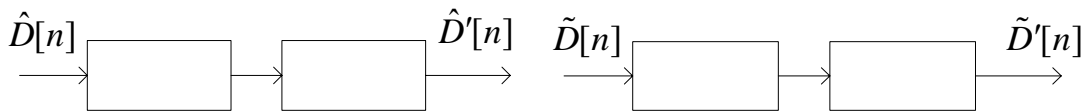
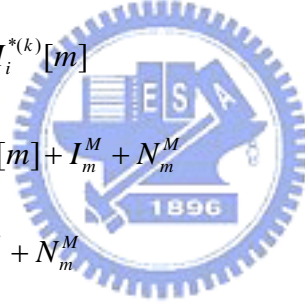


圖 4.14 傳送資料經過編碼的機制

4.5 時間位移與最大比例合併[12]

當接收端收到 L 個分集訊號，而每個分集訊號的強度為 r_l ，則根據 MRC，只要將各個分集訊號的相位調成相同，而各個分集再乘上與訊號強度成正比的增益，再把這 L 個分集相加在一起來做資料決策，則可得到最大的 SNR 比。我們可以把 MRC 的觀念應用在接收端的架構上，因為傳送使用到展頻的方式，我們可以把 L 個切片看成是 L 個分集訊號，而這 L 個分集訊號為複數的形式。如果我們使用 MRC 的通道匹配方式來做決策，則須一方面把每個切片訊號的相位調成相同，另一方面再乘上與每個切片訊號的振幅成正比的增益，最直觀的做法就是在每個切片乘上 $H_i^{*(k)}$ 而後再將這 L 個切片相加，即

$$\begin{aligned} & \sum_{m=1}^L D_i^{(k)}[m] \cdot \sqrt{E_c} \cdot c_m^{(k)} \cdot s_m \cdot H_i^{*(k)}[m] \\ &= \sum_{m=1}^L E_c \cdot e_i^{(k)} \cdot H_i^{(k)}[m] \cdot H_i^{*(k)}[m] + I_m^M + N_m^M \\ &= \sum_{m=1}^L E_c \cdot e_i^{(k)} \cdot |H_i^{(k)}[m]|^2 + I_m^M + N_m^M \end{aligned}$$



where

$$\begin{aligned} I_m^M &= E_c \cdot \{e_i^{(1)} \cdot c_m^{(1)} + e_i^{(2)} \cdot c_m^{(2)} + \dots + e_i^{(k-1)} \cdot c_m^{(k-1)} + e_i^{(k+1)} \cdot c_m^{(k+1)} + \dots \\ &\quad + e_i^{(K)} \cdot c_m^{(K)}\} \cdot H_i^{(k)}[m] \cdot c_m^{(k)} \cdot H_i^{*(k)}[m] \\ &= E_c \cdot \{e_i^{(1)} \cdot c_m^{(1)} + e_i^{(2)} \cdot c_m^{(2)} + \dots + e_i^{(k-1)} \cdot c_m^{(k-1)} + e_i^{(k+1)} \cdot c_m^{(k+1)} + \dots \\ &\quad + e_i^{(K)} \cdot c_m^{(K)}\} \cdot |H_i^{(k)}[m]|^2 \cdot c_m^{(k)} \end{aligned} \quad (4.14)$$

$$N_m^M = \sqrt{E_c} \cdot n[m] \cdot c_m^{(k)} \cdot s_m \cdot H_i^{*(k)}[m]$$

第五章 電腦模擬與討論

5.1 模擬環境及參數

Number of Sub-carriers	2048
Number of Active Sub-carriers	1705
Sampling Interval	$7/64\mu\text{ sec}$
Useful Symbol Duration	$T_U = 224\mu\text{sec}$
Sub-carrier Frequency Spacing	4464Hz
Effective Bandwidth	7.61Mhz
Guard Interval	$1/4 T_U = 56\mu\text{sec}$
Maximum Delay	$500T_s = 500 * 7/64\mu\text{sec}$
Coherent Bandwidth	4.816 carrier spacing
Carrier Frequency f_c	474MHz
Maximum Mobile Velocity	300Km/hr
Maximum Doppler Frequency	$f_d \sim 131.67\text{Hz}$
Total Pilot Power	$176 \times (16/9)$
Modulation	QPSK
Simulation Time	650 DVB-T Frames

表 5-1 模擬的環境與參數

我們模擬的環境如同表 5-1 所示，用的是 DVB-T 標準中的 2K 模式，護衛間隔的長度為 $1/4 T_U$ ，最大車速為時速 300 公里。

5.2 模擬的結果及討論

5.2.1 通道等化器 without MPIC

5.2.1.1 AWGN 通道

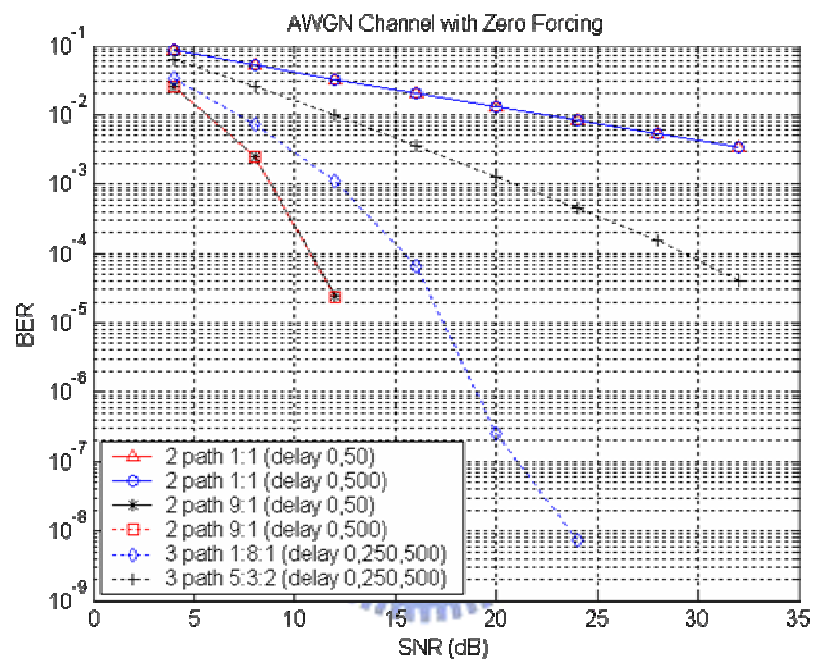


圖 5.1 逼零等化器在 AWGN 通道下的 BER

5.2.1.1 行動接收通道

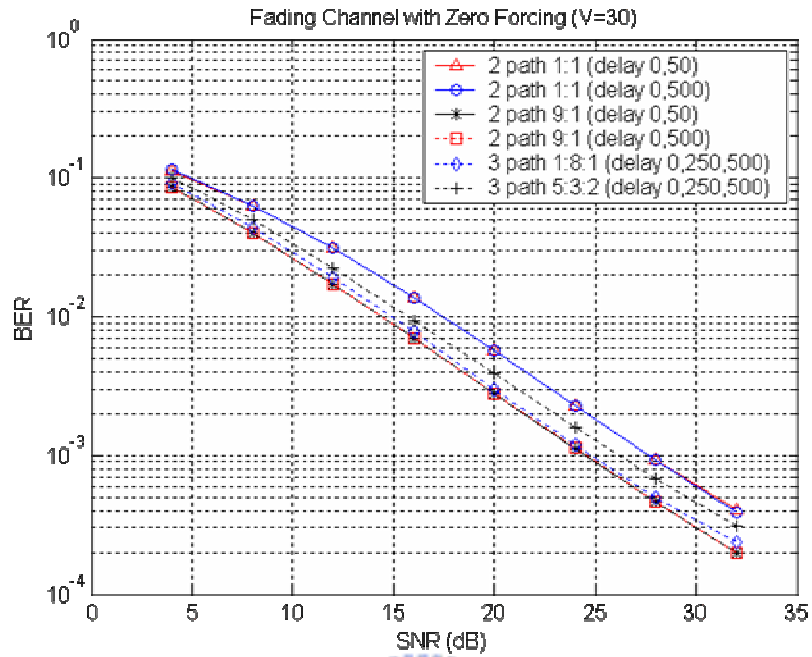


圖 5.2 逼零等化器在行動接收通道下的 BER (車速 30km/hr)

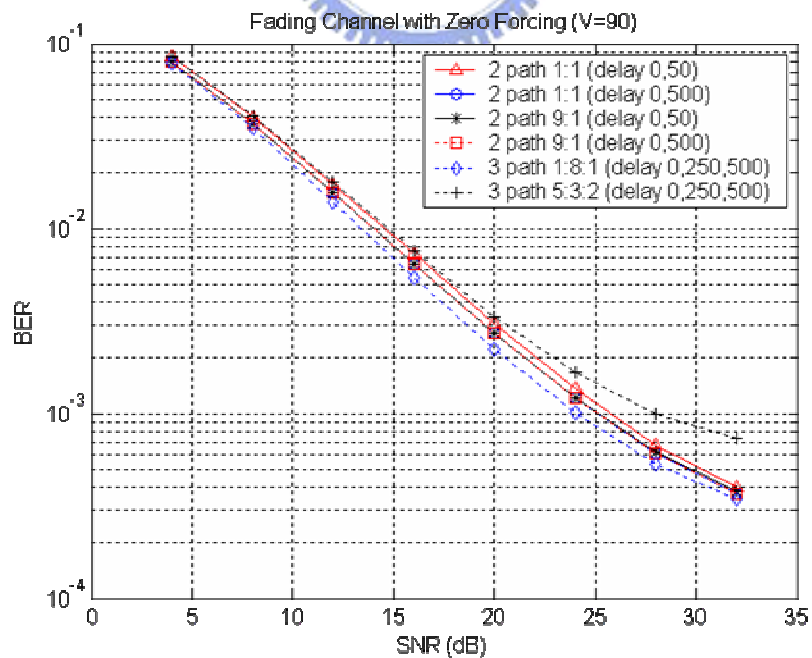


圖 5.3 逼零等化器在行動接收通道下的 BER (車速 90km/hr)

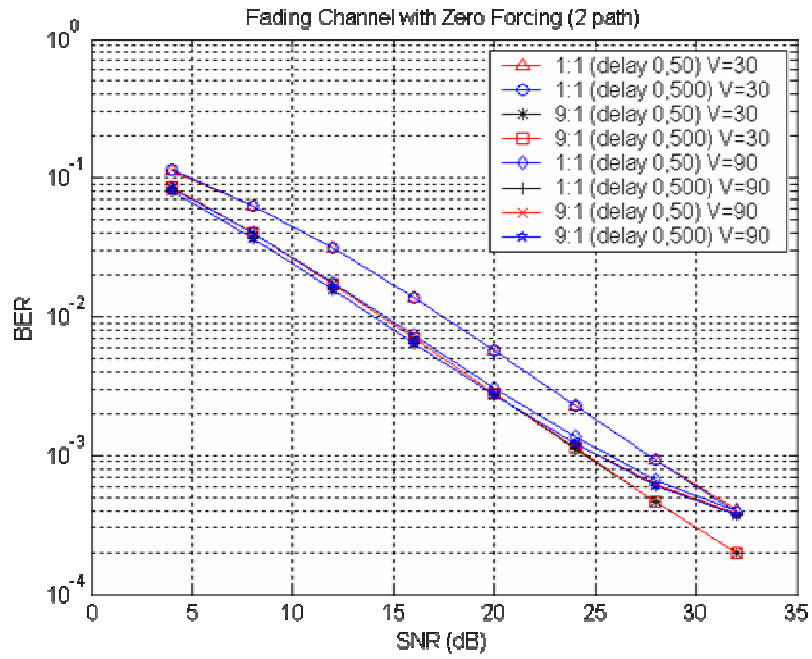


圖 5.4 逼零等化器在兩條路徑下行動接收通道下的 BER

(車速 30km/hr and 90km/hr)

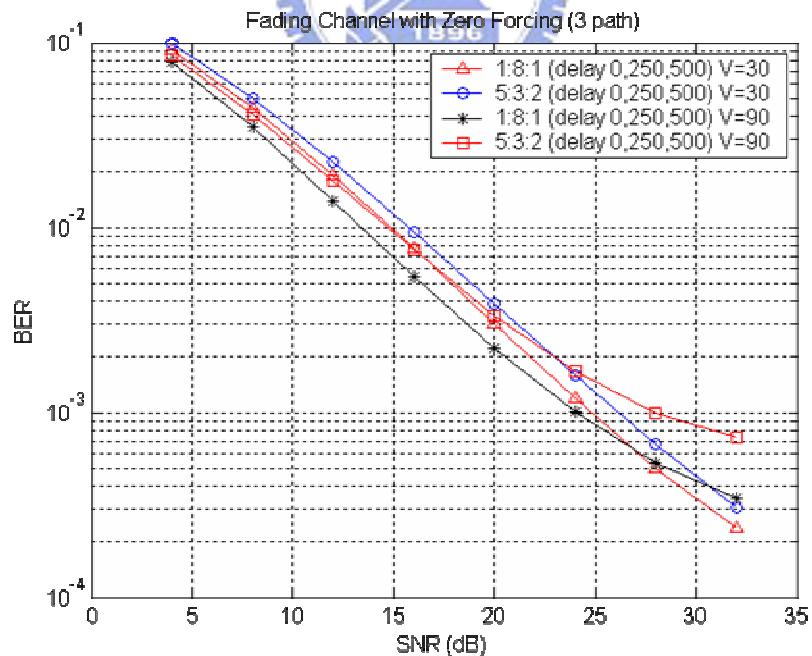
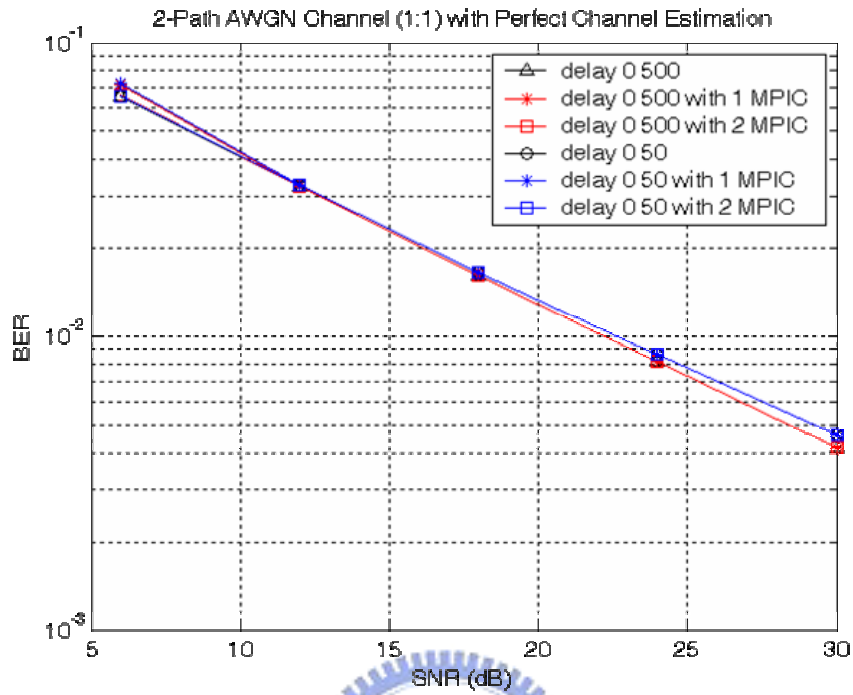


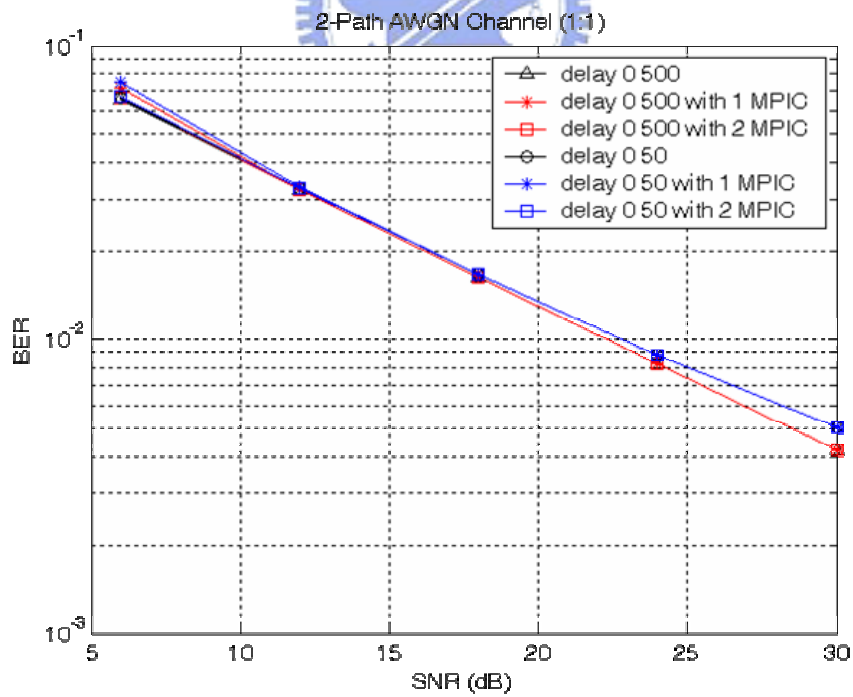
圖 5.5 逼零等化器在三條路徑下行動接收通道下的 BER

(車速 30km/hr and 90km/hr)

5.2.2 MPIC



(a)



(b)

圖 5.6 AWGN 通道使用相同能量比例下的 BER (a) 完美通道估計 (b) 通道估計

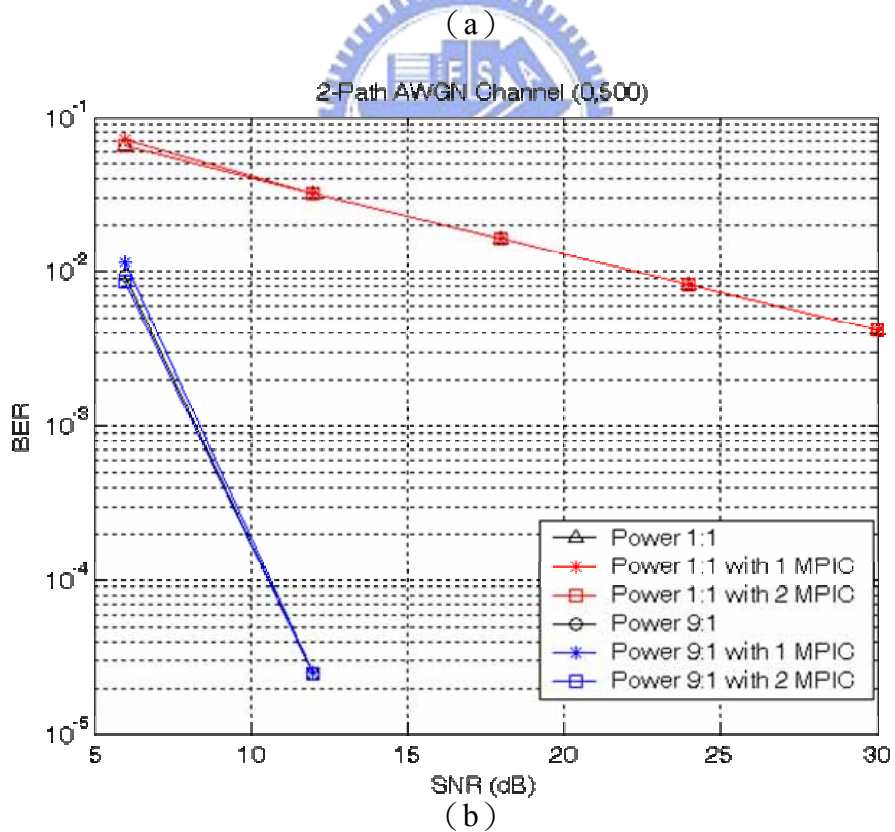
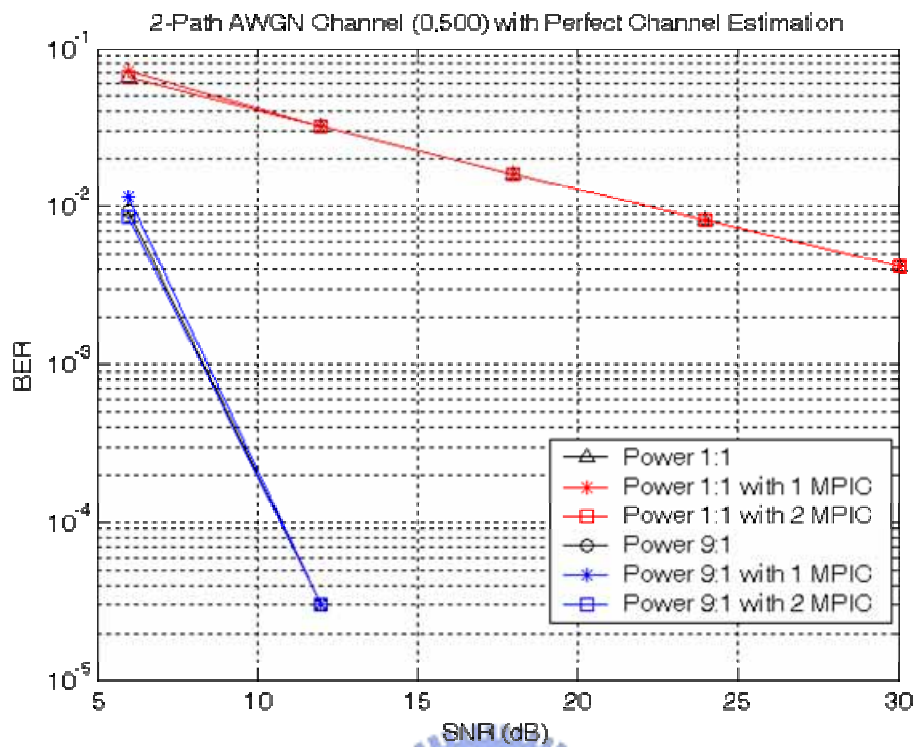
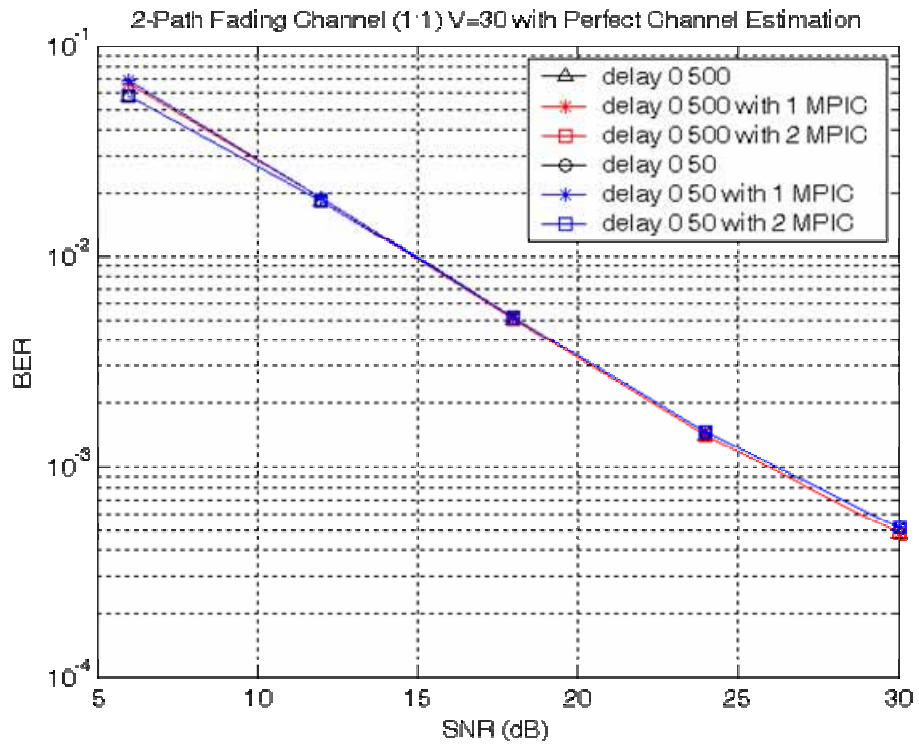
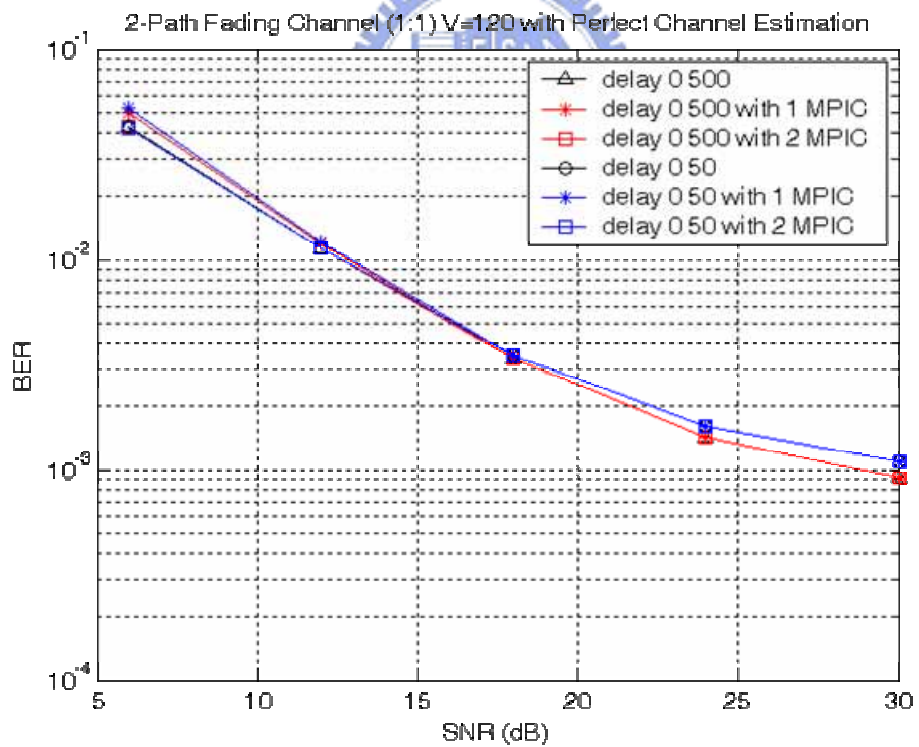


圖 5.7 AWGN 通道使用相同路徑延遲下的 BER (a) 完美通道估計 (b) 通道估計

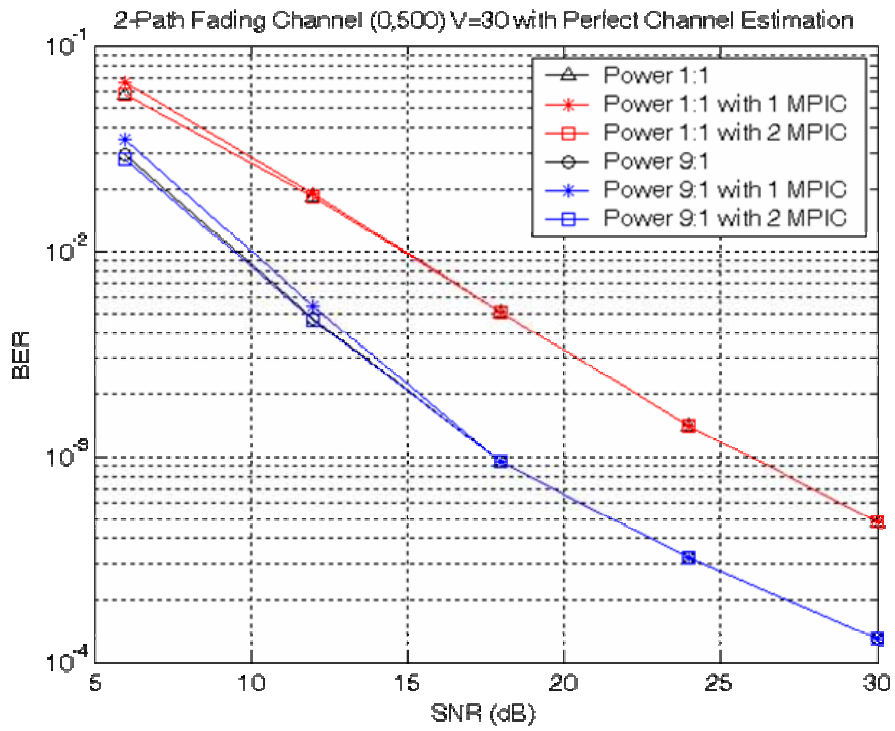


(a)

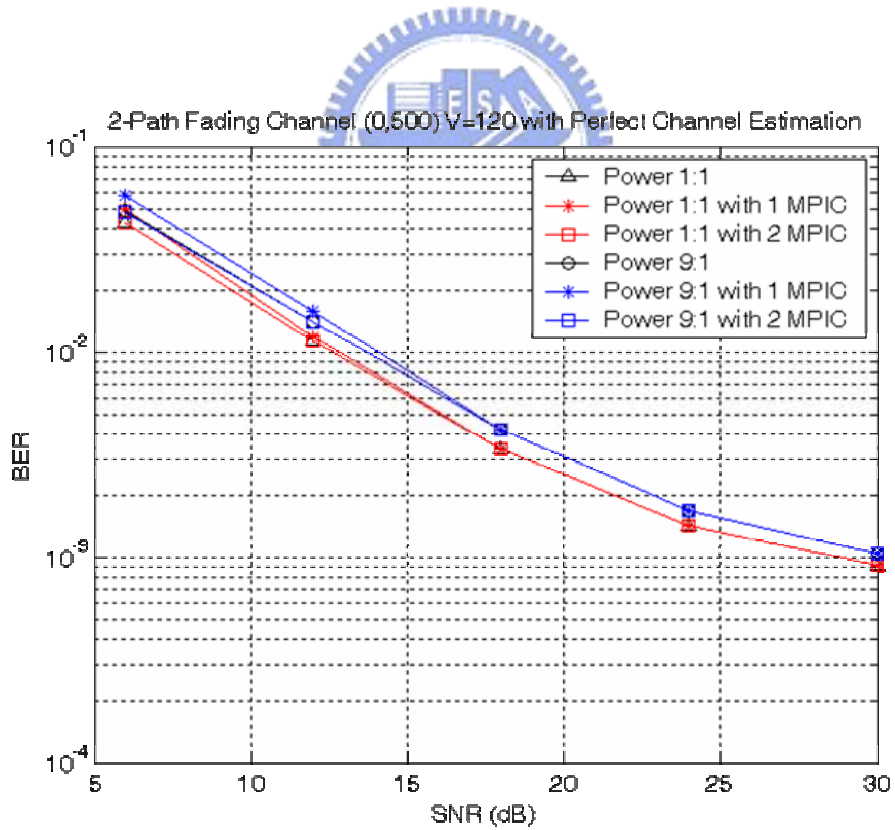


(b)

圖 5.8 行動接收通道相同能量比例使用完美通道估計下的 BER (a) 車速 30 公里 (b) 車速 120 公里

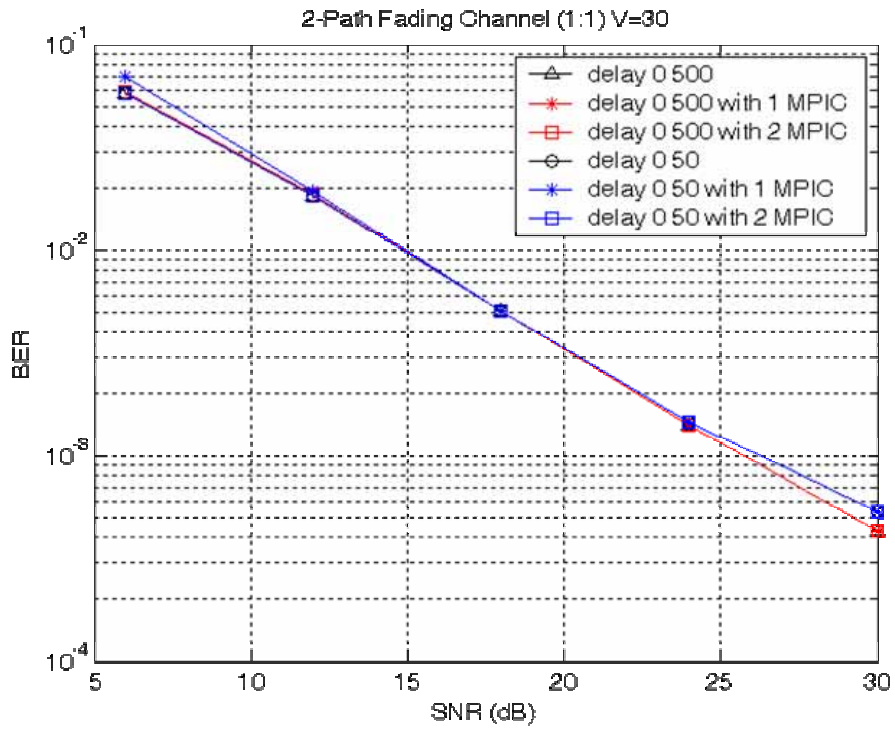


(a)

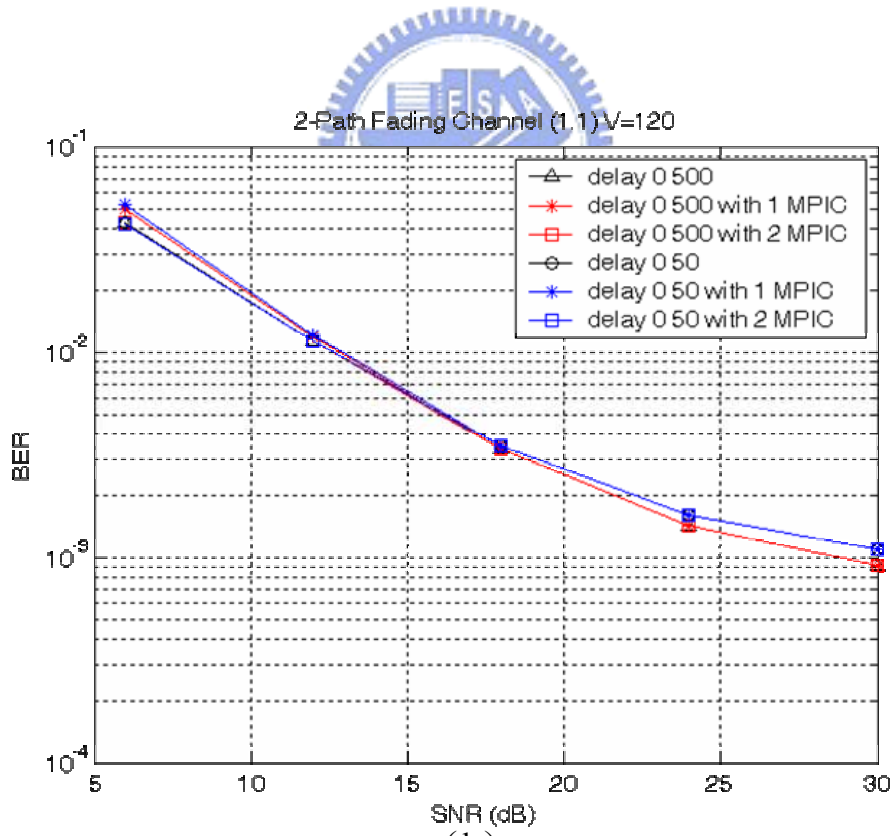


(b)

圖 5.9 行動接收通道相同路徑延遲使用完美通道估計下的 BER (a) 車速 30 公里 (b) 車速 120 公里

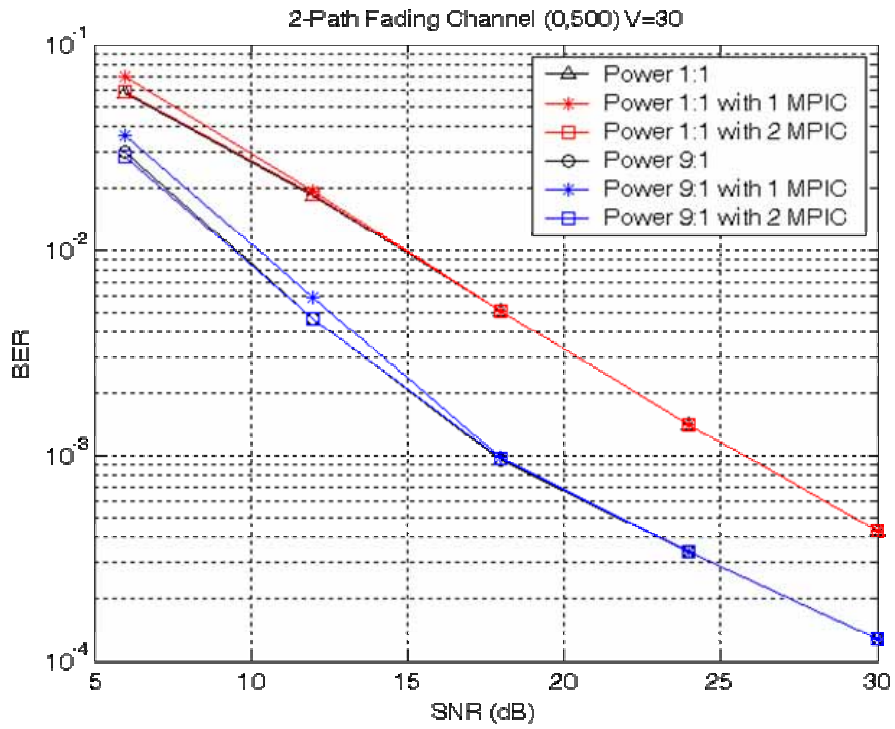


(a)

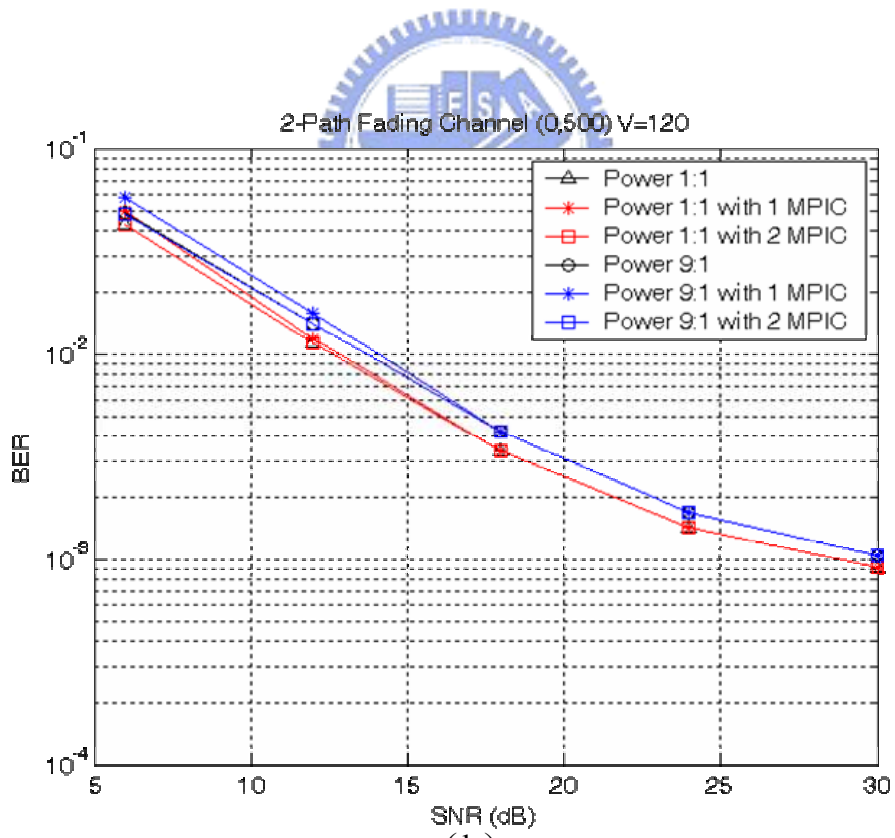


(b)

圖 5.10 行動接收通道相同能量比例使用通道估計下的 BER (a) 車速 30 公里
(b) 車速 120 公里



(a)



(b)

圖 5.11 行動接收通道相同路徑延遲使用通道估計下的 BER(a)車速 30 公里(b)車速 120 公里

第六章 結論與未來方向

近年來，電子科技的快速發展為人類的文明與生活帶來進步，科技日新月異，電子系統的設計也越多樣化，如何把多種系統整合到同一系統架構，已成為未來電子業發展的趨勢，當相似標準及架構的系統可以整合起來，代表電子生產的成本可以降低，產品的價值與效能可以提高，在市場上將可以更有競爭力。此份報告介紹接收端等化器設計的方法，設計出其相對應之方塊圖及數學演算法，並且以電腦模擬的方式作系統架構的驗證。利用通道估計估出通道的特性，其配合等化器及決策器的運作可估計出傳送資料，此傳送資料可加上估計出的通道效應而構成估計出的接收訊號，其可用來區分不同路徑的訊號及排除多路徑干擾的效應，系統再以最大比例匹配 (Maximum ratio combining) 重建出較為準確的接收訊號，如此反覆進行得到更準確的傳送訊號。

在未來繼續加入編碼 (華士碼) 使得資料載波具有相關性，再利用多重路徑干擾消除扣掉多重路徑的影響恢復其正交性，亦藉此提升多重路徑干擾消除的成效，可得到更佳的功效。

參考文獻

- [1] Richard van Nee, “*OFDM for Wireless Multimedia Communications*”, Artech House, 2000
- [2] S. Weinstein and P. Ebert, “*Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform*”, Communications, IEEE Transactions on [legacy, pre - 1988] , Volume: 19 Issue: 5, pp.628 –634, October 1971
- [3] Draft EN 300 744 v1.4.1(2001-01). “*Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television*”.
- [4] Theodore S. Rappaport, “*Wireless communications: principles and practice*”, Prentice Hall PTR, Inc. 2002
- [5] Louis L. Scharf, *Statistical Signal Processing*, Addison-Wesley, 1991
- [6] Rinne, J. and Renfors, M., “*Pilot spacing in orthogonal frequency division multiplexing systems on practical channels*”, IEEE Transactions on , Volume: 42 , Issue: 4 , Nov. 1996 Pages:959 – 962
- [7] Ye Li, “*Pilot-symbol-aided channel estimation for OFDM in wireless systems.*” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Volume: 49 Issue: 4 , July 2000
- [8] Che-Shen Yeh and Yinyi Lin, “*Channel Estimation Using Pilot Tones in OFDM Systems*” *IEEE Transactions on Broadcasting*, Vol. 45, No. 4, December 1999.
- [9] Hiaing Minn, Vijay K. Bhargava, “*An Investigation into Time-Domain Approach for OFDM Channel Estimation*” *IEEE Transactions on Broadcasting*, Vol. 46, No 4, December 2000.
- [10] Simon Haykin, “*Communication systems*,” 4th Edition 2001, pp. 282–292.

- [11] Kenichi Higuchi, Akihiro Fujiwara, and Mamoru Sawahashi, “*Multipath Interference Canceller for High-Speed Packet Transmission With Adaptive Modulation and Coding Scheme in W-CDMA Forward Link*”, *IEEE JOURNAL ON SELECTED AREAS IN COMMUNICATIONS*, VOL. 20, NO. 2, FEBRUARY 2002
- [12] L. Hanzo, T.H. Liew, and B.L. Yeap, “*Turbo Coding, Turbo Equalisation and Space-Time Coding for Transmission over Fading Channels*” *IEEE Press*, pp. 264–295.

