

國立交通大學

電信工程學系

碩士論文

數位電視地面廣播軟體接收機

DVB-T Software Receiver

研究生：吳政鴻

指導教授：張文鐘 博士

中華民國 九十六 年 八 月

數位電視地面廣播軟體接收機

DVB-T Software Receiver

研 究 生：吳政鴻

Student：Jeng-Hong Wu

指導教授：張文鐘

Advisor：Wen-Thong Chang

國 立 交 通 大 學

電信工程學系

碩 士 論 文

A Thesis

1896

Submitted to Department of Communication Engineering

College of Electrical and Computer Engineering

National Chiao Tung University

in Partial Fulfillment of the Requirements

for the Degree of

Master of Science

in

Communication Engineering

August 2007

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十六年八月

數位電視地面廣播軟體接收機

研究生：吳政鴻

指導教授：張文鐘 博士

國立交通大學電信工程學系碩士班

摘要

本篇論文主要是利用從數位電視盒中頻訊號的部份所取樣出來的訊號，設計一個軟體接收機將電視訊號解調回來。討論在實際的無線廣播通道下，電視訊號遭受到的干擾和衰減並將其同步及補償回來。軟體接收機主要可以分為三大部分，數位處理前端、基頻訊號解調和通道解碼。在數位處理前端的部份是將取樣出來的訊號做 I/Q 訊號的解調變和取樣頻率的轉換。得到 DVB-T 基頻訊號後，就可以進行系統傳輸模式的偵測，進而處理時間和頻率的同步問題，通道估測和補償，本論文採用了一維和二維的通道估測。最後，將解調出來的訊號做通道解碼，就能得到原來的電視訊號 MPEG-2 TS。由模擬的部份，可以看到利用電腦上的媒體播放器播放解調出來的 MPEG-2 TS 電視訊號，並可以將其他兩個節目頻道抽離出來並播放。

DVB-T Software Receiver


Student: Jeng-Hong Wu

Advisor: Dr. Wen-Thong Chang

Department of Communication Engineering

National Chiao-Tung University

Abstract



This thesis introduces the design of DVB-T software receiver. We simulate the software receiver to demodulate the video signal from the IF signal of set top box. The video signal is discussed by interference and fading from the wireless broadcast channel. The software receiver consists of digital processing front, baseband signal demodulator, and channel decoder. The digital processing front aims to demodulate I/Q signal and transform sampling frequency. After obtaining the baseband signal of DVB-T system, the transmission mode detector is performed, and then time and frequency synchronization as well as channel estimation are processed. Channel estimation is performed using one dimension and two dimension interpolation. Finally, the demodulated signal is performed channel decoding and MPEG-2 transport stream can be obtained. Simulation results show that MPEG-2 TS can be played by the media player on the computer, and other programs are separated out.

致 謝

時光飛逝，兩年的研究生生活就要結束了，首先要感謝我的指導教授張文鐘博士，給予我在研究上的指導與解惑，並且提供舒適的研究環境與充足的硬體設備，讓我能夠順利的完成這篇論文。也要感謝我的口試委員們：蘇育德教授，鍾嘉德教授及尤信程教授，謝謝你們的建議與指教，使得這篇論文能夠更完整。

再來我要感謝的是實驗室的同學們：程翔、榮勝、新華、素仙、瑩甄和孟潔，還有學弟們，謝謝你們陪我度過這兩年的研究時光，讓整個實驗室的氣氛充滿了歡笑和樂趣，很高興能和你們一起出遊烤肉和唱歌，希望各奔東西後，還能夠常常連絡。接著要感謝的是大學同學：書維、依修、祥倫、承德和彥儒等，謝謝你們陪我度過這兩年的研究生生活，不管在上課或是課餘的時候，總是能互相照應和鼓勵，讓我在學業和生活上遇到的壓力和困難都能迎刃而解，能夠認識你們真的很幸運。

最後，要特別感謝我的家人，有你們在背後的支持和關心，讓我能夠順利的完成學業。將這篇論文獻給你們，與你們共享這份喜悅和榮耀。

謝謝你們，也衷心的祝福你們身體健康，萬事如意。

目錄

第一章 序論	1
第二章 數位電視地面廣播規格標準	4
2.1 規格參數簡介	4
2.1.1 DVB-T 系統介紹與規格參數	4
2.1.2 訊框格式與參考訊號	5
2.2 OFDM 介紹	14
2.2.1 OFDM 原理與架構	14
2.2.2 防護區間與循環字首(Cyclic Prefix ; CP)	18
第三章 DVB-T 傳送端通道編碼	20
3.1 MPEG-2 TS	21
3.2 亂碼器(Scrambler)	23
3.3 外部編碼(Reed-Solomon Coding)	24
3.4 外部交錯(Convolutional interleaving)	25
3.5 內部編碼(Convolutional coding)	26
3.6 內部交錯(Inner interleaving)	28
3.6.1 位元交錯器(Bit-wise interleaving)	28
3.6.2 符元交錯器(Symbol interleaving)	30
3.7 映射與星狀圖(Signal constellations and mapping)	33
第四章 DVB-T 同步技術與通道估測	35
4.1 符元時間同步	35
4.2 載波頻率偏移同步	40
4.2.1 頻率偏移整數部份同步	42
4.2.2 頻率偏移小數部份同步	44
4.3 通道估測與等化	46

4.3.1 一維線性內插法.....	48
4.3.2 二維線性內插法.....	49
第五章 DVB-T 接收機設計與軟體實現	52
5.1 數位處理前端.....	53
5.2 基頻訊號同步與解調.....	59
5.3 通道解碼.....	68
5.4 實驗結果.....	71
第六章 結論	76
第七章 參考文獻	77



圖目錄

圖 1.1: 數位電視傳輸方式, 資料來源[2]	2
圖 2.1: 超訊框和訊框關係示意圖	6
圖 2.2: 8K 模式, 連續性嚮導訊號位置示意圖	9
圖 2.3: 散佈性嚮導訊號位置示意圖	9
圖 2.4: PRBS 序列產生器	10
圖 2.5: 多載波調變系統架構圖	15
圖 2.6: 多重載波分配示意圖	15
圖 2.7: 正交分頻多工載波頻率分配圖	16
圖 2.8: 編碼式正交分頻多工系統方塊圖	17
圖 2.9: IFFT 輸入載波分配圖	17
圖 2.10: 加入防護區間的 OFDM SYMBOL	18
圖 2.11: 防護區間所造成的 ICI 效應	19
圖 2.12: 循環字首示意圖	19
圖 3.1: DVB-T 傳送系統方塊圖[1]	20
圖 3.2: 產生 TRANSPORT STREAM 的流程圖	21
圖 3.3: PES 和 TS 階層關係圖及 TS 標頭格式	22
圖 3.4: 亂碼器/解亂碼器結構圖	23
圖 3.5: MPEG-2 TS 封包示意圖	24
圖 3.6: 亂數化後的 TS 封包	24
圖 3.7: REED-SOLOMON RS(204,188,8)的錯誤檢查封包	25
圖 3.8: 外部交錯器和外部解交錯器方塊圖	25
圖 3.9: 迴旋碼(171,133)示意圖	27
圖 3.10: 內部編碼和交錯器流程圖	28

圖 3.11: 非階層模式，16-QAM 位元交錯器	29
圖 3.12: 8K 傳輸模式，符元交錯器之置換函數產生器	32
圖 3.13: 16-QAM (NON-HIERARCHICAL AND HIERARCHICAL WITH $\alpha = 1$)	34
圖 3.14: NON-UNIFORM 16-QAM($\alpha = 2$)	34
圖 3.15: Non-uniform 16-QAM($\alpha = 4$)	34
圖 4.1: 時間及頻率同步相關流程	35
圖 4.2: 8K 模式， $CP = \frac{1}{4}$ ，實際系統偵測傳輸模式比較圖	36
圖 4.3: FFT WINDOW 起始位置示意圖	37
圖 4.4: 符元時間偏移 64 點之 16-QAM 星狀圖	38
圖 4.5: FFT WINDOW 起始位置在 ISI FREE 之外	39
圖 4.6: 受到 ISI 影響之星狀圖	39
圖 4.7: 利用交相關求出頻率整數偏移示意圖	44
圖 4.8: 正交投影定理示意圖	47
圖 4.9: 一階線性內差法示意圖	49
圖 4.10: 時間維度線性內插法示意圖	50
圖 4.11: 時間維度線性外插法示意圖	50
圖 4.12: 頻率維度線性內插法示意圖	50
圖 5.1: 接收機主要步驟流程圖	52
圖 5.2: 數位處理前端示意圖	53
圖 5.3: 中頻訊號頻譜示意圖	53
圖 5.4: 帶通濾波器振幅響應示意圖	54
圖 5.5: 經過帶通濾波器之中頻訊號頻譜示意圖	54
圖 5.6: I/Q 訊號頻譜示意圖	56
圖 5.7: 低通濾波器(LPF1)振幅響應示意圖	56
圖 5.8: 經過低通濾波器(LPF1)之 I/Q 訊號頻譜示意圖	57
圖 5.9: 低通濾波器(LPF2)振幅響應示意圖	58

圖 5.10: DVB-T 系統 I/Q 基頻訊號頻譜示意圖	59
圖 5.11: DVB-T 系統基頻複數訊號頻譜示意圖	59
圖 5.12: PRE-FFT 訊號同步流程示意圖	60
圖 5.13: POST-FFT 訊號同步流程示意圖	60
圖 5.14: 完成同步後訊號頻譜示意圖	60
圖 5.15: POST-FFT 已做完訊號同步之星狀圖	61
圖 5.16: 6817 個複數訊號	62
圖 5.17: 通道頻率響應	62
圖 5.18: 通道脈衝響應	63
圖 5.19: 等化後，訊號之振幅響應示意圖	63
圖 5.20: 等化後，訊號之星狀圖	64
圖 5.21: 嚮導訊號及 TPS 星狀位置圖	64
圖 5.22: 使用二維線性內插法等化後訊號之星狀圖	65
圖 5.23: 時速 40KM 下使用一維線性內插法等化後訊號之星狀圖	66
圖 5.24: 時速 40KM 下使用二維線性內插法等化後訊號之星狀圖	66
圖 5.25: 時速 60KM 下使用一維線性內插法等化後訊號之星狀圖	67
圖 5.26: 時速 60KM 下使用二維線性內插法等化後訊號之星狀圖	67
圖 5.27: 通道解碼流程圖	68
圖 5.28: TPS 訊號格式	68
圖 5.29: MPEG-2 TS 檔案格式	71
圖 5.30: 數位電視「台視財經台」節目	72
圖 5.31: TS2PS 軟體示意圖	72
圖 5.32: 數位電視「台視」節目	73
圖 5.33: 數位電視「台視國際台」節目	73
圖 5.34: RS DECODER 封包錯誤率	74
圖 5.35: SNR=15dB，2-D 通道估測解調出來之訊號	75

表目錄

表 1.1: 數位電視地面廣播標準	2
表 2.1: DVB-T 6 MHz 通道中系統規格參數	5
表 2.2: 一個超訊框內所包含 RS 封包個數	7
表 2.3: 在 6MHz 頻寬中, 非階層模式可傳輸的位元率(MBIT/S)[1]	8
表 2.4: 連續性嚮導訊號的子載波索引值[1]	11
表 2.5: TPS 的子載波索引值[1]	12
表 2.6: 傳輸參數訊號資訊和格式	13
表 3.1: 打孔的選擇樣式與 P/S 轉換的傳輸序列	27
表 3.2: 2K 模式, 符元交錯器之位元排序	31
表 3.3: 8K 模式, 符元交錯器之位元排序	32
表 5.1: 帶通濾波器參數設定	54
表 5.2: 低通濾波器(LPF1)參數設定	57
表 5.3: 低通濾波器(LPF2)參數設定	58
表 5.4: DEPUNCTURING	70

第一章 序論

隨著科技的進步，傳統的類比電視訊號已經被數位化的電視訊號取代了。數位電視地面廣播早在六、七年前還是在實驗性質的階段，隨著這幾年的研究和發展，已經具有商業的價值了，雖然目前台灣國內還是在試撥的階段，但是由國外各國看來，這次電視的數位化已經是勢在必行了。數位電視由於是採用「數位訊號」傳送及處理的電視訊號，可以在訊號處理的過程中去除雜訊的干擾，比傳統的類比電視訊號有著更好的影像與聲音品質；同時，因為採用數位化訊號的處理方式，故我們可以在訊號中加入額外的資訊，提供更多的服務及強化電視節目的內容，例如提供多種字幕的選擇，電視節目的介紹與電子選單，比賽的統計資料等等都是類比電視訊號無法做到的全新服務。因為數位訊號傳送的時候會先經過壓縮處理的過程，故在原來傳送類比電視的頻道上，可以傳送更大量的訊號，所以各家廣播業者可以提供更高畫質的電視節目給消費者，或是在頻道上同時傳送三、四個電視節目的訊號，使得頻道的使用更有效率，目前台灣各家廣播業者所使用的頻寬各為 6 MHz，能同時傳送三、四個數位電視節目與數位廣播的訊號。

台灣目前所使用的數位電視廣播 DVB(Digital Video Broadcast)，其傳送方式又可以分為以下幾種：用衛星來傳送的 DVB-S(Satellite)；用地面基地台傳送的 DVB-T(Terrestrial)；還有一種是使用有線的方式傳送的 DVB-C(Cable)，若目前家中的電視還是類比訊號電視的話，只需加裝數位電視機上盒(Set Top Box)，經過訊號轉換後，即可享用數位電視的節目服務，此外，在個人電腦上，我們也可以藉由網路的傳送，下載收看到數位電視的節目，如圖 1.1 所示。

電視數位化是世界性的潮流，目前各個先進國家歐、美、日等國都已經在積極開發新的數位電視技術與產品，目前無線數位電視的傳輸標準可以分為三大類：美規的 ATSC 8-VSB 用於 6 MHz 電視頻道；歐規的 DVB-T COFDM 用於 6/7/8 MHz 的電視頻道，目前台灣是採用歐規的 DVB-T 6 MHz；日規的 ISDB-T COFDM

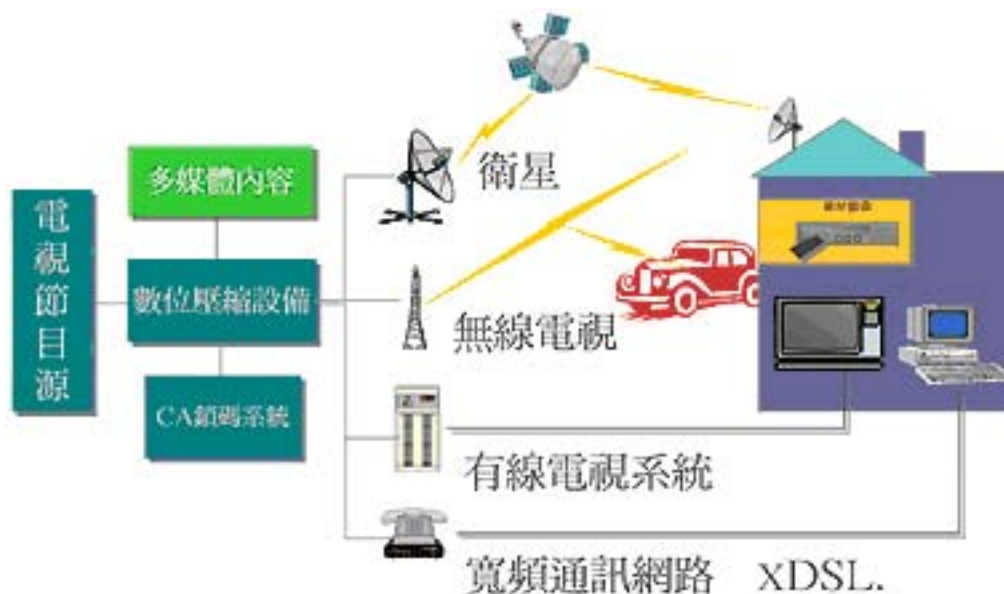


圖 1.1：數位電視傳輸方式，資料來源[2]

用於 6 MHz 的電視頻道，是屬於歐規的改良型。三大數位電視地面廣播標準的詳細規格，如表 1.1 所示。

表 1.1：數位電視地面廣播標準

	美規 ATSC	歐規 DVB-T	日規 ISDB-T
Video	MPEG-2	MPEG-2	MPEG-2
Audio	Dolby AC-3	MPEG-2	MPEG-2
Bandwidth	6 MHz	6/7/8 MHz	5.6 MHz
Modulation	8-VSB	COFDM	DQPSK、QPSK、 16QAM、64QAM、 OFDM
Information rate	19.44Mbps	23.5Mbps	3.7~23.2Mbps
FEC(inner code)	Trellis(Coding rate : 2/3)	Convolutional(Coding rate : 1/2~7/8)	Convolutional(Coding rate : 1/2~7/8)
FEC(outer code)	Reed-Solomon Code(208,188)	Reed-Solomon Code(204,188)	Reed-Solomon Code(204,188)
Interleaving	Time	Frequency	Frequency & Time
SFN	NO	YES	YES
Country	美國、加拿大、 南韓、阿根廷、 新加坡	歐洲各國、澳洲、紐 西蘭、台灣	日本、巴西、香港

在本論文中，主要是在台灣所採用的歐規 DVB-T 系統下，利用數位電視盒接收下來的電視訊號，擷取中頻訊號的部份，經由實驗器材取樣下來的數位資料，利用軟體實作的方式，將中頻訊號轉換為基頻訊號，再利用訊號同步與通道估測的方法，將數位電視的訊號解調出來，經過通道解碼後得到 MPEG-2 TS，藉由自由軟體「TS2PS」[17]將 MPEG-2 TS 轉換為 Program Stream，再用電腦影音播放軟體[18]播放電視節目。

本論文的章節安排如下，第二章主要是介紹數位電視地面廣播的規格標準，以及所採用的傳輸調變方式，第三章說明了 DVB-T 數位電視訊號的通道編碼流程，第四章介紹了我們採用的訊號同步的技術和通道估測的方法，第五章則是說明用軟體實作的流程結果與通道解碼的流程，第六章是最後的結論。



第二章 數位電視地面廣播規格標準

目前全球數位電視地面廣播 DTTB(Digital Television Terrestrial Broadcasting) 分為三大標準，分別為歐洲廣播聯盟(European Broadcast Union；EBU)所制定的 DVB(Digital Video Broadcasting)、美國的 ATSC(Advanced Television Systems Committee)、以及日本的 ISBD(Integrated Services Digital Broadcasting)，而擁有廣大市場的中國大陸在地面廣播方面不排除自行訂定標準；而台灣則是採用了歐洲的 DVB-T 的傳輸標準[1]，做為數位電視地面廣播的參考基礎。

2.1 規格參數簡介

此節將對歐規的數位電視地面廣播系統做簡單的介紹，並列出一些相關的規格和傳輸參數。

2.1.1 DVB-T 系統介紹與規格參數

歐規的 DVB-T 具有許多的特色和功能，例如

1. 可以適用於行動接，車輛在正常行駛中，也能順利的接收到清楚的電視訊號。
2. 可以建立單頻網(Signal Frequency Network；SFN)，使得台灣全區能同頻撥出，在行動接收的時候，就可以免於變換頻道，使用上更為方便
3. 室內接收能力較佳，以前電波訊號碰到牆壁反射而造成許多的干擾波，對原始訊號產生干擾，以致訊號無法播放。在歐規系統，干擾波可以當主要訊號，甚至有加分的效果，所以只要在室內加裝室內天線即可接收到訊號而播放。
4. 抗多重路徑干擾的能力強。

在歐規 DVB-T 的系統頻寬上。有 6 MHz、7 MHz 和 8 MHz 三種不同傳輸頻寬可以選擇，其分別對應的取樣時間為 $T_s = \frac{7}{48}$ 、 $\frac{7}{56}$ 和 $\frac{7}{64} \mu s$ 。這三種不同頻

寬的系統基本上在訊框架構(Frame Structure)、子載波數目(Sub-Carrier Numbers)、通道編碼(Channel Coding)的設計上是相同的，差別就在其對應的取樣時間 T_s 不同。而台灣數位電視地面廣播所使用的頻寬為 6MHz，所使用的傳輸模式和相關規格的參數，如下表 2.1 所示。

表 2.1: DVB-T 6 MHz 通道中系統規格參數

	6 MHz Channel($T_s = \frac{7}{48}\mu s$)	
Transmission Mode	2k-Mode	8k-Mode
Number of sub-carrier	1705	6817
Useful sub-carrier	1512	6048
FFT Duration(T_{FFT})	$298.667\mu s (2048 \times T_s)$	$1194.667\mu s (8192 \times T_s)$
Sub-carrier Spacing	$3.348\text{ kHz } (1/T_{FFT})$	$0.837\text{ kHz } (1/T_{FFT})$
Bandwidth	5.71 MHz	
Constellations	QPSK、16-QAM、64-QAM、 Non-uniform 16-QAM、Non-uniform 64-QAM	
Hierarchy information	Non-hierarchical or Hierarchical: $\alpha = 1、2、4$	
Guard interval ratio	1/4、1/8、1/16、1/32	
Inner code rate	1/2、2/3、3/4、5/6、7/8	
Useful bit rate	3.732~23.751 Mbps	

2.1.2 訊框格式與參考訊號

在歐規 DVB-T 的標準規格中，傳輸資料是以訊框(Frame)為單位，每一個訊框是由 68 個符元所組成的，順序為 0 到 67，然後每 4 個訊框組成一個超訊框(Super Frame)，如圖 2.1 所示。每一個超訊框所包含的四個訊框，會由 TPS 的資訊給予 0、1、2、3 的順序編號，讓接收端可以依據編號為 0 的訊框作為處理通道解碼

的開頭。

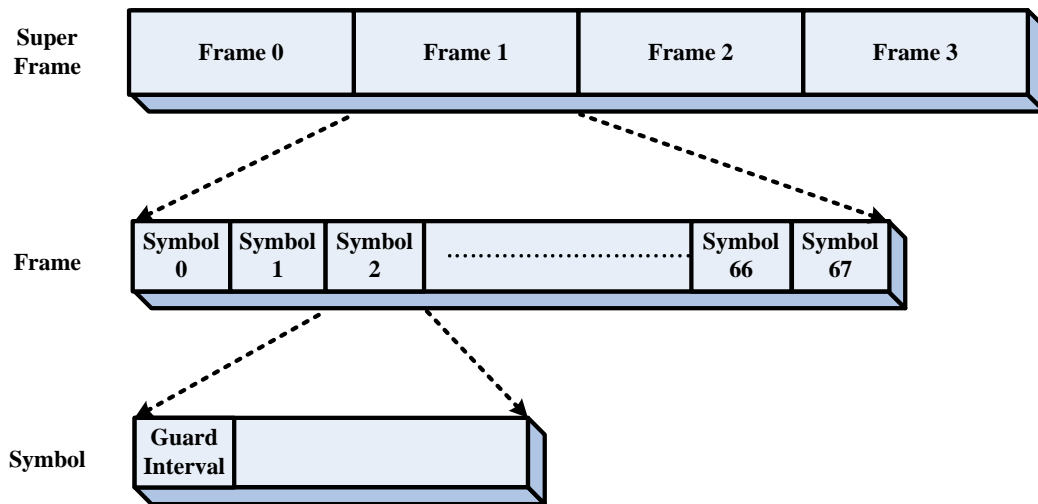


圖 2.1：超訊框和訊框關係示意圖

在 OFDM 訊框架構下，一個超訊框包含了整數個里德索羅門封包(204 Bytes)，使得接收端在解碼的時候，變得簡單許多。以 8K 模式，16-QAM，碼率為 $\frac{2}{3}$ 的條件為例，一個超訊框所包含的 RS 封包個數算法如下：

$$\begin{aligned}
 & (4 \text{ frame/super frame}) \times (68 \text{ OFDM symbol/frame}) \times (6048 \text{ carrier/OFDM symbol}) \times (4 \\
 & \text{bit/carrier}) \times \left(\frac{2}{3}\right) \div (8 \text{ bit/byte}) \div (204 \text{ byte/packet}) \\
 & = 2688 \text{ (RS packets)}
 \end{aligned}$$

其餘參數狀況條件下的 RS 封包數，如表 2.2 所示。

一個超訊框所使用的時間是

$$\begin{aligned}
 & (4 \text{ frame/super frame}) \times (68 \text{ OFDM symbol/frame}) \times \left(\frac{7}{48} \mu\text{s sampling time}\right) \times (10240 \\
 & \text{interval/OFDM symbol}) = 0.41 \text{ sec}
 \end{aligned}$$

去除掉通道編碼所使用的冗員資料量，我們可以求得每秒真正傳送的資料位元率為

$$(1 \text{ sec}) \div (0.41 \text{ sec/super frame}) \times (2688 \text{ RS packets}) \times (188 \text{ byte/packet}) \times (8 \text{ bit/byte}) = 9.953 \text{ Mbps}$$

目前台灣所使用的通道頻寬為 6 MHz，在各種參數狀況下所對照的資料位元率列

於表 2-3。

位元率算出來後，將所接收到 3 秒鐘的訊號，進行解調變和通道解碼，可以得到大約 4 Mbytes 的資料量。

$$(9.953 \text{ Mbps}) \times (3 \text{ sec}) \div (8 \text{ bit/byte}) \cong 4 \text{ Mbytes}$$

表 2.2：一個超訊框內所包含 RS 封包個數

Mode	Code rate	Modulation		
		QPSK	16-QAM	64-QAM
2K	1/2	352	504	756
	2/3	336	672	1008
	3/4	378	756	1134
	5/6	420	840	1260
	7/8	441	882	1323
8K	1/2	1008	2016	3024
	2/3	1344	2688	4032
	3/4	1512	3024	4536
	5/6	1680	3360	5040
	7/8	1764	3528	5292

表 2.3：在 6MHz 頻寬中，非階層模式可傳輸的位元率(Mbit/s)[1]

Modulation	Code rate	Guard interval			
		1/4	1/8	1/16	1/32
QPSK	1/2	3.732	4.147	4.391	4.524
	2/3	4.976	5.529	5.855	6.032
	3/4	5.599	6.221	6.587	6.786
	5/6	6.221	6.912	7.318	7.540
	7/8	6.532	7.257	7.684	7.917
16-QAM	1/2	7.465	8.294	8.782	9.048
	2/3	9.953	11.059	11.709	12.064
	3/4	11.197	12.441	13.173	13.572
	5/6	12.441	13.824	14.637	15.080
	7/8	13.063	14.515	15.369	15.834
64-QAM	1/2	11.197	12.441	13.173	13.572
	2/3	14.929	16.588	17.564	18.096
	3/4	16.796	18.662	19.760	20.358
	5/6	18.662	20.735	21.955	22.620
	7/8	19.595	21.772	23.053	23.751

由於 DVB-T 系統是用廣播(Broadcasting)的方式發送訊號，故在傳送資料時，並沒有像 802.11n 和 802.16e 系統一樣，會先傳送一段已知的訊號，例如前置碼(Preamble)、訓練符元(Training Symbol)，而是在子載波中放入已知的訊號，讓接收端可以隨時接收訊號，利用這些已知的訊號去處理同步的問題和通道估測，省掉了等待同步訊號的時間。而這些放置在子載波之中的已知訊號，稱之為嚮導訊號(Pilot Signal)。

嚮導訊號又可以分為兩種，連續性嚮導訊號(Continual Pilots)和散佈性嚮導訊號(Scattered Pilots)。連續性嚮導訊號對每個符元而言，在子載波的位置都是相同且固定不變的，如圖 2.2。散佈性嚮導訊號以每四個符元為週期，出現的位置是相同的，同一個符元每 12 個子載波會有一個散佈性嚮導訊號，下一個符元的散佈性嚮導訊號會向右移 3 個位置，如圖 2.3 所示。

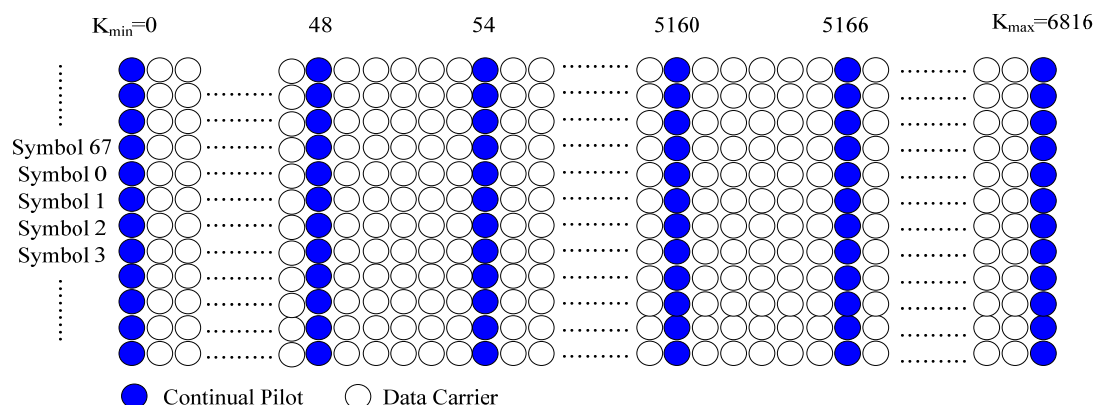


圖 2.2 : 8K 模式，連續性嚮導訊號位置示意圖

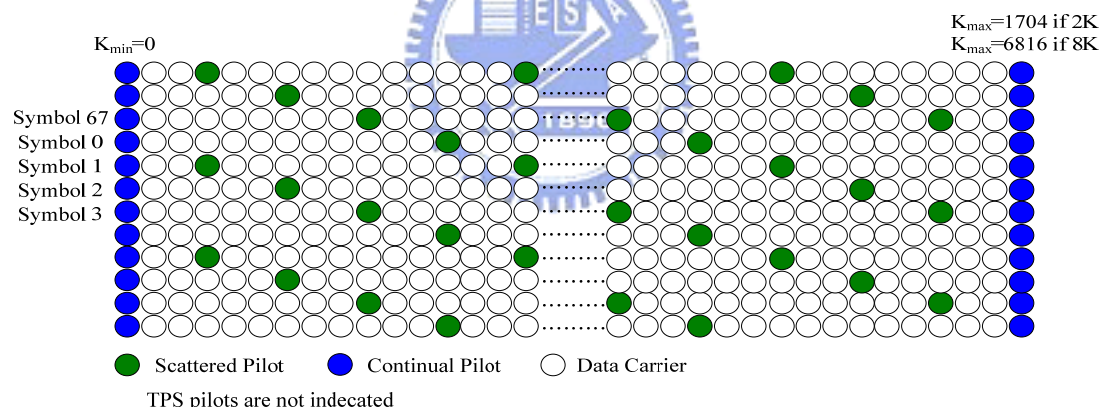


圖 2.3 : 散佈性嚮導訊號位置示意圖

連續性嚮導訊號和散佈性嚮導訊號主要的調變是根據 PRBS 序列來產生的，對嚮導訊號而言，PRBS 序列的產生多項式為 $x^{11} + x^2 + x^1$ ，初始值剛開始設為(1,1,1,1,1,1,1,1,1,1)，如圖 2.4。

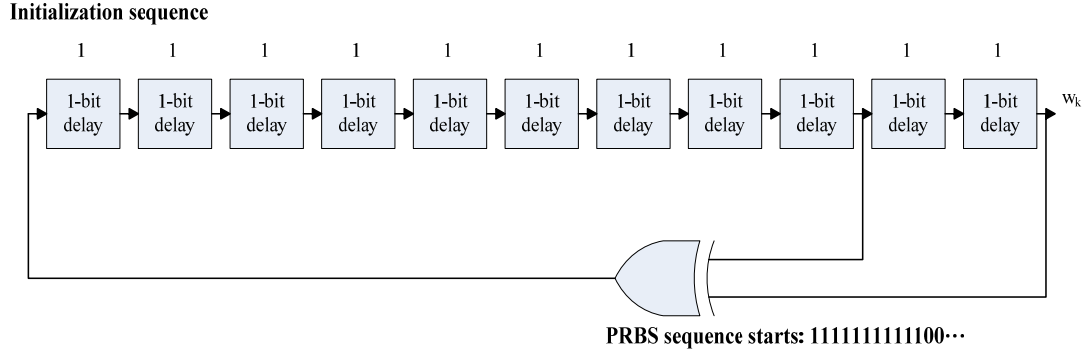


圖 2.4 : PRBS 序列產生器

嚮導訊號的調變方式如下：

$$\text{Re}\{c_{m,l,k}\} = \frac{4}{3} \times 2\left(\frac{1}{2} - w_k\right)$$

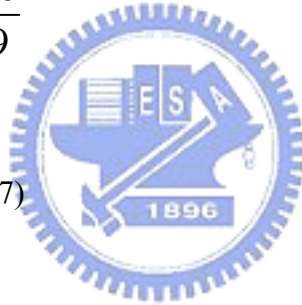
$$\text{Im}\{c_{m,l,k}\} = 0$$

Power: $E[c \times c^*] = \frac{16}{9}$

k：頻率子載波的位置

l：時間符元的編號(0~67)

m：訊框的編號



對散佈性嚮導訊號而言

$$k = K_{\min} + 3 \times (1 \bmod 4) + 12p \mid p \text{ is integer, } p \geq 0, k \in [K_{\min}; K_{\max}]$$

連續性嚮導訊號 k 的位置請參考表 2.4。

表 2.4：連續性嚮導訊號的子載波索引值[1]

Continual pilot carrier positions (index number k)													
2K mode							8K mode						
0	48	54	87	141	156	192	0	48	54	87	141	156	192
201	255	279	282	333	432	450	201	255	279	282	333	432	450
483	525	531	618	636	714	759	483	525	531	618	636	714	759
765	780	804	873	888	918	939	765	780	804	873	888	918	939
942	969	984	1 050	1 101	1 107	1 110	942	969	984	1 050	1 101	1 107	1 110
1 137	1 140	1 146	1 206	1 269	1 323	1 377	1 137	1 140	1 146	1 206	1 269	1 323	1 377
1 491	1 683	1 704					1 491	1 683	1 704	1 752	1 758	1 791	1 845
							1 860	1 896	1 905	1 959	1 983	1 986	2 037
							2 136	2 154	2 187	2 229	2 235	2 322	2 340
							2 418	2 463	2 469	2 484	2 508	2 577	2 592
							2 622	2 643	2 646	2 673	2 688	2 754	2 805
							2 811	2 814	2 841	2 844	2 850	2 910	2 973
							3 027	3 081	3 195	3 387	3 408	3 456	3 462
							3 495	3 549	3 564	3 600	3 609	3 663	3 687
							3 690	3 741	3 840	3 858	3 891	3 933	3 939
							4 026	4 044	4 122	4 167	4 173	4 188	4 212
							4 281	4 296	4 326	4 347	4 350	4 377	4 392
							4 458	4 509	4 515	4 518	4 545	4 548	4 554
							4 614	4 677	4 731	4 785	4 899	5 091	5 112
							5 160	5 166	5 199	5 253	5 268	5 304	5 313
							5 367	5 391	5 394	5 445	5 544	5 562	5 595
							5 637	5 643	5 730	5 748	5 826	5 871	5 877
							5 892	5 916	5 985	6 000	6 030	6 051	6 054
							6 081	6 096	6 162	6 213	6 219	6 222	6 249
							6 252	6 258	6 318	6 381	6 435	6 489	6 603
							6 795	6 816					

在 DVB-T 系統中，還有一種嚮導訊號，主要是用來傳輸訊號參數的資訊，以告知接收端目前或將來發送的訊號，是採取何種的參數設定，稱為 TPS(Transmission Parameter Signaling)。為了應付各種不同特性的無線通道環境，系統所採用的傳輸參數也會有所改變，例如，2K 模式的載波間隔較大，比較適合用在行動接收下；8K 模式下，一個 OFDM 的符元傳輸的時間比較長，保護區間也比較大，發射台可以涵蓋的範圍比較廣泛，使得建置成本相較起來比較便宜。所以，在不同環境下，利用 TPS 挾帶的資訊，接收端得知傳送端是用什麼參數來傳輸，而能夠隨時改變解調變方式和通道解碼的參數。

TPS 包含了傳送端所使用的傳送參數，故接收端在做完解調變後，首先要將 TPS 訊號分析出來，得知哪一段是訊框的開頭，才能做接下來通道解碼的動作。TPS 總共有 68 位元，存在於一個訊框內連續 68 個符元中，主要的調變方式採用 DBPSK(Differential Binary Phase Shift Keying)，這 68 個連續的符元分別負責傳送 1 位元的 TPS，一個符元中有 68 個子載波都用來傳送這 1 位元的訊息，其子載波位置如表 2.5 所示。

表 2.5 : TPS 的子載波索引值[1]

2K mode					8K mode							
34	50	209	346	413	34	50	209	346	413	569	595	688
569	595	688	790	901	790	901	1 073	1 219	1 262	1 286	1 469	1 594
1 073	1 219	1 262	1 286	1 469	1 687	1 738	1 754	1 913	2 050	2 117	2 273	2 299
1 594	1 687				2 392	2 494	2 605	2 777	2 923	2 966	2 990	3 173
					3 298	3 391	3 442	3 458	3 617	3 754	3 821	3 977
					4 003	4 096	4 198	4 309	4 481	4 627	4 670	4 694
					4 877	5 002	5 095	5 146	5 162	5 321	5 458	5 525
					5 681	5 707	5 800	5 902	6 013	6 185	6 331	6 374
					6 398	6 581	6 706	6 799				

在實際的情況中，TPS 採用多數決投票(Majority Vote)的方式決定，因為如果 DBPSK 調變要用到 BCH 碼來更正的話，那採用 16-QAM 和 64-QAM 調變的資料，錯誤率也一定會高到無法解碼的程度了。

TPS 主要是用 DBPSK 的方式調變，其能量正規化為 $E[c \times c^*] = 1$ 。

編號 0 符元內，TPS 載波的調變方式是依據前面所提到的 PRBS 序列來決定，參考圖 2.4。

$$\text{Re}\{c_{m,l,k}\} = 2 \left(\frac{1}{2} - w_k \right)$$

$$\text{Im}\{c_{m,l,k}\} = 0$$



其餘符元內的 TPS 載波則是用 DBPSK 調變來決定($l > 0$)

if $s_l=0$, then $\text{Re}\{c_{m,l,k}\} = \text{Re}\{c_{m,l-1,k}\}$; $\text{Im}\{c_{m,l,k}\} = 0$;

if $s_l=1$, then $\text{Re}\{c_{m,l,k}\} = -\text{Re}\{c_{m,l-1,k}\}$; $\text{Im}\{c_{m,l,k}\} = 0$;

TPS 包含以下的資訊: ($S_0 \sim S_{67}$)

- 初始位元 (1 bit)
- 同步位元 (16 bits)
- 資訊位元 (37 bits)

(包含了 Frame Number、Constellation、Hierarchy、Code Rate、Guard Interval、Transmission Mode)

- 錯誤更正所需的冗員 (14 bits)

表 2.6 為 TPS 訊號 68 位元所代表的參數意義和內容。

表 2.6 :傳輸參數訊號資訊和格式

Bit number	Format	Purpose/Content	Apply to
S_0	From PRBS	Initialization	Current super frame
$S_1 \sim S_{16}$	Odd:0011010111101110 Even:1100101000010001	Synchronization word	
$S_{17} \sim S_{22}$	010111 (use 23 TPS bits) 011111 (use 31 TPS bits)	Length indicator	
S_{23}, S_{24}	0~3	Frame number	
S_{25}, S_{26}	QPSK、16-QAM、64-QAM	Constellation	Next super frame
S_{27}, S_{28}, S_{29}	α value	Hierarchy information	
S_{30}, S_{31}, S_{32}	1/2、2/3、3/4、5/6、7/8	Code rate, HP stream	
S_{33}, S_{34}, S_{35}	1/2、2/3、3/4、5/6、7/8	Code rate, LP stream	
S_{36}, S_{37}	1/32、1/16、1/8、1/4	Guard interval	
S_{38}, S_{39}	2k、8k	Transmission mode	Current super frame
$S_{40} \sim S_{47}$	all set to 0	Cell identifier	
$S_{48} \sim S_{53}$	all set to 0	Reserved for future use	
$S_{54} \sim S_{67}$	BCH code	Error protection	

2.2 OFDM 介紹

在無線通訊的通道環境中，訊號會遭受到許多破壞，例如多重路徑干擾、衰減(Fading)等，而產生失真。為了克服這些問題，在 DVB-T 系統中，採用了 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)亦即為正交分頻多工。此種調變方式可以利用保護區間(Guard Interval)和通道估測來克服多重路徑的問題，因為反射而造成訊號衰減的問題，我們可以在資料送進 OFDM 調變前，先做通道編碼(Channel Coding)，將資料打散並且加入編碼所需要的冗員(Redundancy)，使得訊號因為衰減而造成的錯誤，能夠藉由錯誤更正碼更正回來。而這種在 OFDM 調變前，先將資料做通道編碼的技術，稱為編碼式正交分頻多工(COFDM)。這一節我們會介紹 OFDM 的原理與架構，並說明加入保護區間和循環字首的緣由和方式。

2.2.1 OFDM 原理與架構[3]

正交分頻多工(OFDM)主要的概念就是將一串高速的資料利用多個不同且互相正交的低速子載波來平行傳送，以達到頻寬的有效利用以及資料的高速傳輸且能夠抵抗多重路徑干擾的影響。傳統上，單載波傳輸系統(Signal Carrier Modulation ; SCM)是將連續的資料調變到一個載波上面做一連串的傳輸。當傳輸的資料速率愈大，所需要的通道頻寬也愈大，相對的符元長度(Symbol Duration)也就會愈短。當高速的單載波訊號經過多重路徑通道的時候，因為符元的長短較短，通道最大的時間延遲(Delay Spread)佔整個符元的長度比例會大幅增加，因而會產生嚴重的 ISI 效應。

因為以上的問題，使得單載波傳輸系統已經不敷使用，故有人提出了多載波調變系統(Multi-carrier Modulation ; MCM)，其架構如圖 2.5 所示。

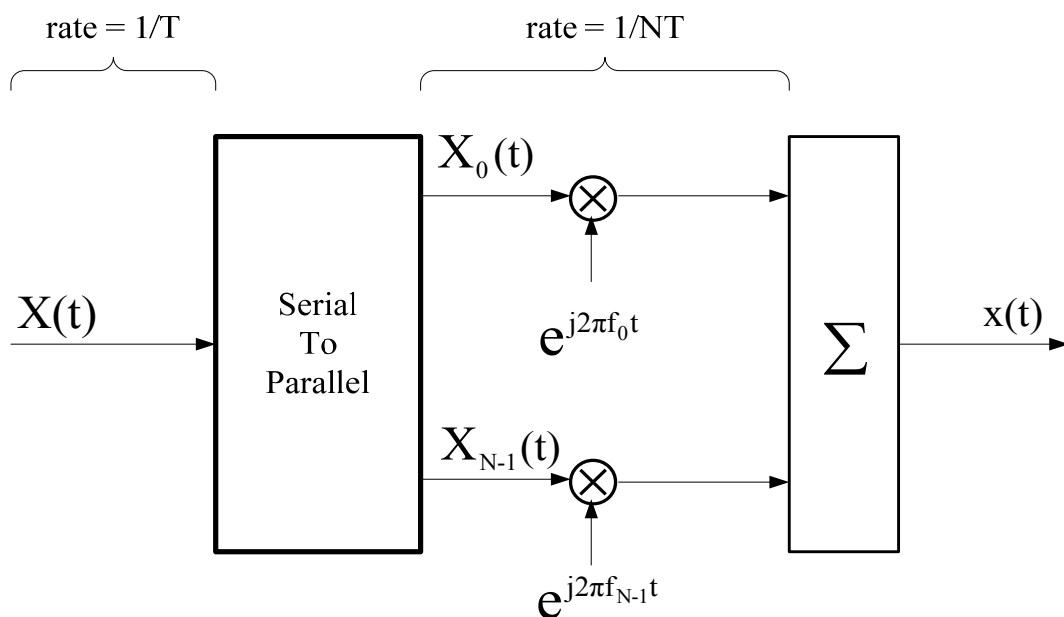


圖 2.5：多載波調變系統架構圖

原本高速的資料速率 $1/T$ 經過 S/P 後，資料分別載在 N 個不同的子載波上，使得資料速率變為 $1/NT$ ，這樣符元傳輸的長度(T)變為原來 N 倍。若 N 愈大，符元長度會愈長，就愈能忍受更大的通道延遲，更能抵抗 ISI 效應的影響。在 DVB-T 系統中，8K 模式的符元長度就比 2K 模式來得長，故比較能夠抵抗 ISI 效應的影響。

在 MCM 傳輸系統中，所選擇的子載波頻率是彼此分開且不互相重疊，為了讓相鄰的頻段彼此不互相干擾，所以在每兩個頻帶之間都要空出一些頻率，稱之為 Guard Band，如圖 2.6 所示。

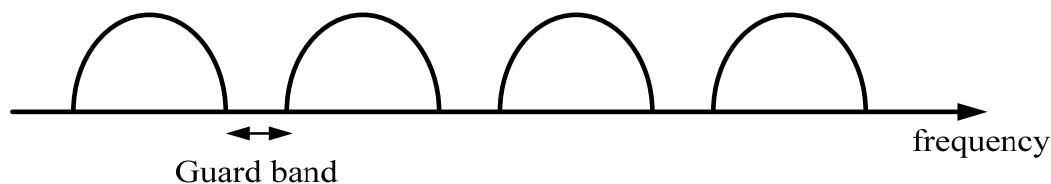


圖 2.6：多重載波分配示意圖

然而利用此種調變方式卻很浪費頻寬的使用率，為了使頻寬能夠可以更有效的被利用，可以將每個子載波所使用的頻帶互相重疊，並且滿足正交的特性，也就是說每個子載波的峰值點會和其他子載波的零點，這樣接收端只要在每個子載

波的峰值點取樣，就不會受他其他子載波的干擾了。這種頻率分配的方式，對於頻寬的使用率有很高的效益，可以省下將近一倍的頻寬，如圖 2.7。而利用子載波彼此互相重疊且有正交特性的分頻多工系統，就統稱為正交分頻多工系統 (OFDM)。

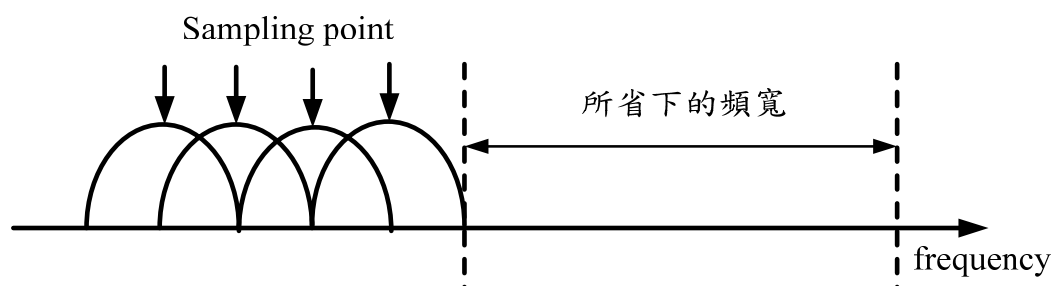


圖 2.7：正交分頻多工載波頻率分配圖

由圖 2.6 可以看出，OFDM 系統若要產生 N 個滿足互相正交的子載波就必須要有 N 個頻率震盪器，可是這在硬體實作方面實在是太困難了。故之後有學者專家提出了，透過數位訊號的處理方式，可以利用逆離散傅立葉轉換 (Inverse Discrete Fourier Transform ; IDFT) 來實現，IDFT 在硬體實作上也容易許多。OFDM 傳輸的基頻訊號可用數學式子表示為：

$$x[n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X[k] \cdot e^{j2\pi \frac{k}{N}n}, 0 \leq n < N \quad (2.1)$$

其中 N 為子載波的數目， $X[k]$ 為載在第 k 個子載波上面的資料， $x[n]$ 為在時間點 n 時， N 個子載波總和的訊號。故用 IDFT 取代頻率震盪器的做法還有一個好處就是，在接收端我們只要做 DFT 就能夠還原回原來的資料。若以複雜度來分析的話，IDFT 需要 N^2 個複數乘法器，若 N 選擇為 2 的幕次方的話 ($N = 2^m$)，就可以選擇更有效率且複雜度更低的快速傅立葉轉換 (Fast Fourier Transform ; FFT) 來實現，因為 FFT 只需要 $\frac{N}{2} \cdot \log_2 N$ 個複數乘法器，使得複雜度降低許多。

在 DVB-T 系統中，資料傳輸的方式是採用以 COFDM 為基礎的通訊系統，如圖 2.8。將要傳輸的資料先經過錯誤更正編碼器，再將資料藉由交錯器打散，把打散後的資料送入符元映射器產生複數訊號，最後再把複數訊號經由串列並列

轉換(S/P)分別載到各個子載波上，經過 IFFT 的轉換傳送出去。

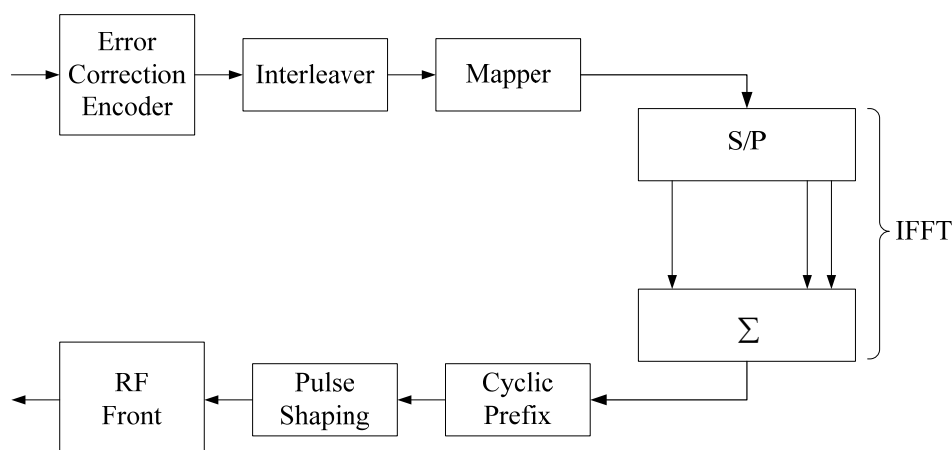


圖 2.8：編碼式正交分頻多工系統方塊圖

資料在經過打散後，將每 4×6048 (8K 模式、16-QAM) 個位元做 Mapping 的處理，轉換成 6048 個複數訊號，經由 S/P 轉換，加入嚮導訊號和 TPS 訊號，組成 6817 個複數訊號。以圖 2.9 為例，將這些 6817 個複數訊號，分配在低頻的部份，高頻的部分不放入複數訊號而是以零代替，最後將分配好位置的訊號做 IFFT 的轉換。

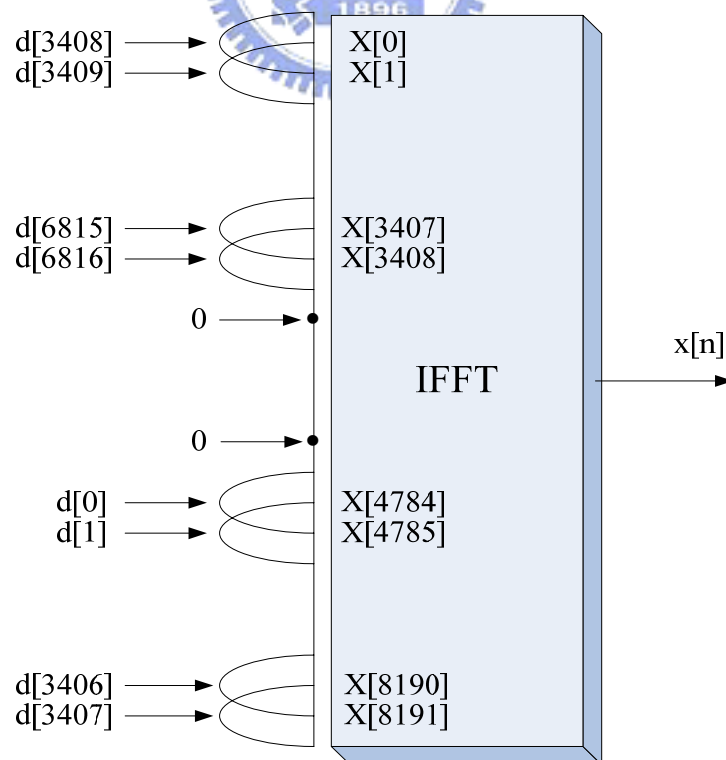


圖 2.9：IFFT 輸入載波分配圖

2.2.2 防護區間與循環字首(Cyclic Prefix ; CP)

OFDM 最大的優點之一就是能夠克服多重路徑所造成的干擾，由於 OFDM 把 N 組資料載在不同的子載波上傳送，所以每組資料符元傳送時間(Symbol Time)變為原來的 N 倍，使得多重路徑的延遲會小於符元傳送的時間。雖然每個子載波的符碼速率(Symbol Rate)都變的很低，但是在多重路徑的通道傳送時，仍然還是會有一些資料受到 ISI(Inter-Symbol Interference)的影響。

為了解決這個問題，可以在符元傳送之前，再每個符元前端放入一段空白的區段，稱為防護區間(Guard Interval)。讓接收端在收到訊號的時候，符元不會受到上一個符元因為多重路徑所造成的時間延遲而干擾，如圖 2.10。故一個符元傳送的時間為 $T = T_u + T_g$ ， T_u 為真正有用的資料符元傳輸時間， T_g 為所加入的防護區間的時間，此外 T_g 必須要大於多重路徑所造成的最大延遲時間。

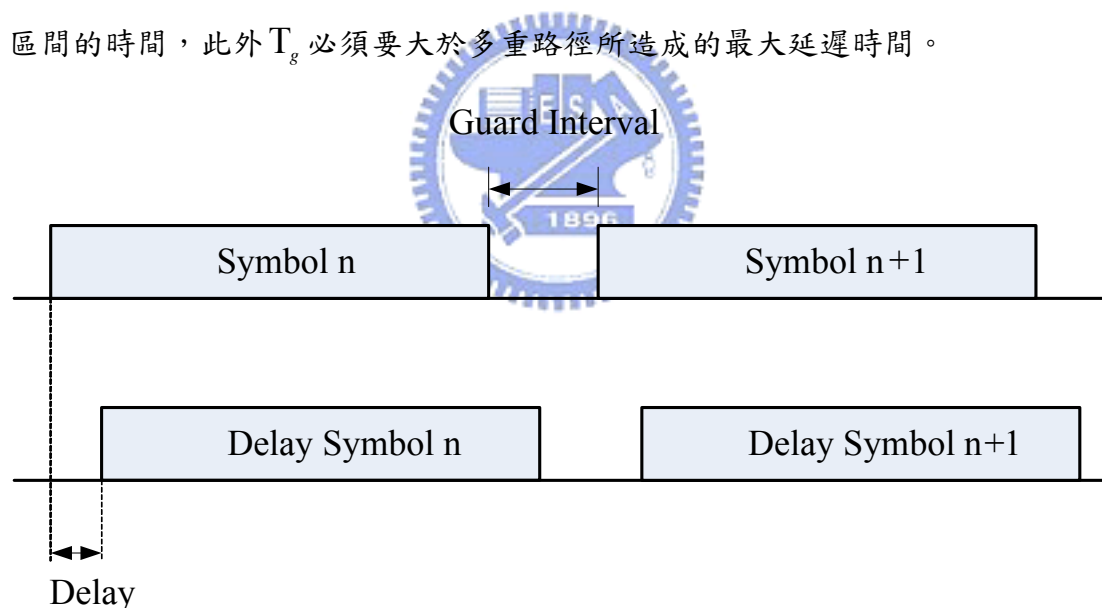


圖 2.10: 加入防護區間的 OFDM Symbol

然而加入了保護區間，雖然可以有效的避免 ISI 的影響，但又衍生出另外一個問題。在 FFT 區間內，受到通道延遲的 Sub-carrier 2 無法維持整數倍的週期，因而在解調 Sub-carrier 1 就會受到來自 Sub-carrier 2 干擾，而子載波之間的正交性被破壞，就會產生所謂的 ICI(Inter-Carrier Interference)效應，如圖 2.11 所示。

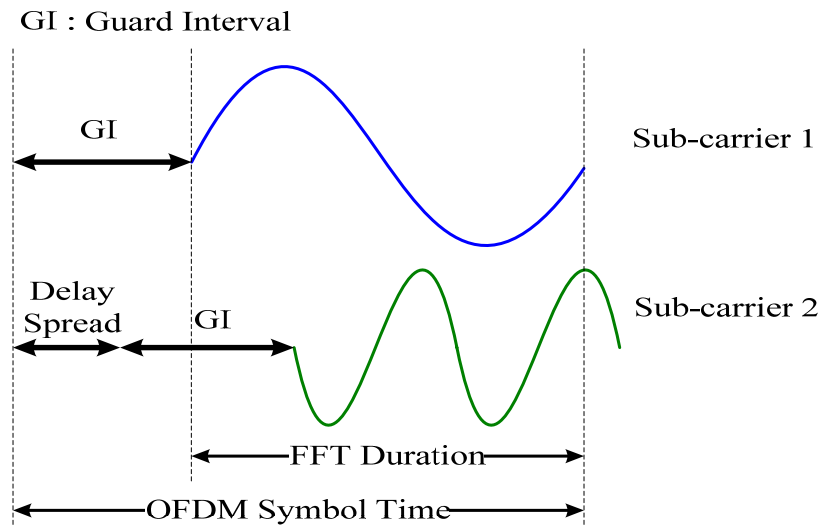


圖 2.11：防護區間所造成的 ICI 效應

為了解決 ICI 效應的困擾，因而有了加入循環字首(Cyclic Prefix ; CP)的想法，主要是複製符元末段的一小段區間，將其放置在防護區間的位置，使得子載波之間在受到延遲後還能夠維持正交的特性，如圖 2.12。

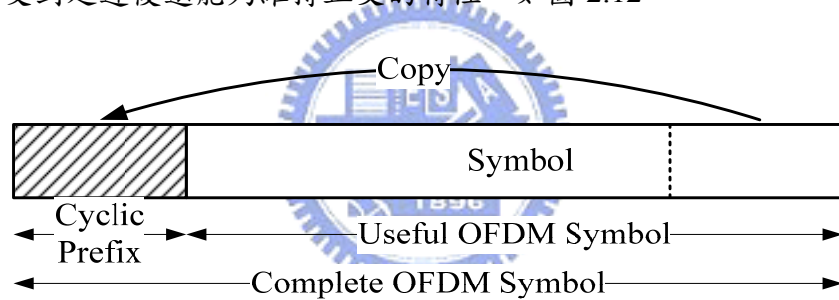


圖 2.12：循環字首示意圖

第三章 DVB-T 傳送端通道編碼

參照標準規格書 ETSI EN300 744[1]的內容，數位電視地面廣播(DVB-T)的系統如圖 3.1 所示。MPEG-2 TS 要發送之前，會先經過上半部份的通道編碼(Channel Coding)，讓訊號經過通道衰減後，希望能夠藉由錯誤更正碼更正回來，做完編碼後，將會進入下半部份的 OFDM 調變，然後在由 D/A 將數位訊號轉換成類比訊號，由 RF 天線發送出去。

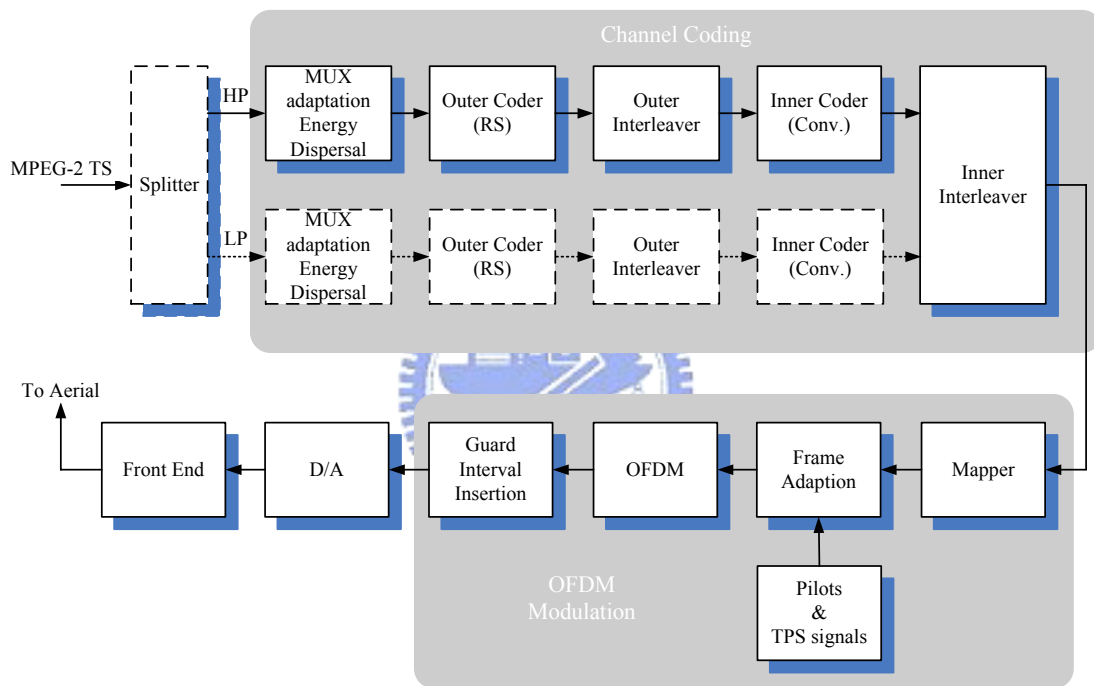


圖 3.1 : DVB-T 傳送系統方塊圖[1]

數位電視的聲音和影像的資料會先藉由訊源編碼(Source Coding)的方式，來降低傳送的資料量，用一些相關的標準規格 MPEG-2 Video[4]、MPEG-1 Audio[5] 將聲音和影像進行壓縮，然後依據 MPEG-2 系統定義的方法，將影像聲音的資料封裝成 MPEG-2 TS 的格式，也就是圖 3.1 的輸入訊號。在做通道編碼前，系統提供一項服務，就是可以選擇要不要啟動階層模式(Hierarchical Mode, $\alpha=1$ 、2、4)。若啟動階層模式的話，MPEG-2 TS 會藉由分歧器(Splitter)分成兩種傳輸位元流 HP(High-Priority)與 LP(Low-Priority)，接收端將會接收到畫質較佳的電視

訊號。然而目前在台灣各家的電視台，基地台所發射的數位電視訊號皆沒有啟動階層模式，故接收端只會接收到 HP 的 TS，用戶只能收看到一般畫質的數位電視節目。我們將會在接下來的幾小節，詳細的介紹通道編碼的流程。

- 亂碼器(Scrambler)
- 外部編碼(Reed-Solomon Code)
- 外部交錯(Convolutional Interleaving)
- 內部編碼(Punctured Convolutional Code)
- 內部交錯(Bit-wise and Symbol Interleaving)
- 映射與星雲圖(Mapping and Constellation)

在做完以上的編碼及映射後，我們將利用 OFDM 的調變方式，傳送訊號。

3.1 MPEG-2 TS

MPEG-2 TS 主要是應用在可能會發生錯誤的環境下而設計的，例如廣播系統(Broadcasting System)。圖 3.2 說明了產生 TS 的流程，聲音和影像的訊號經過

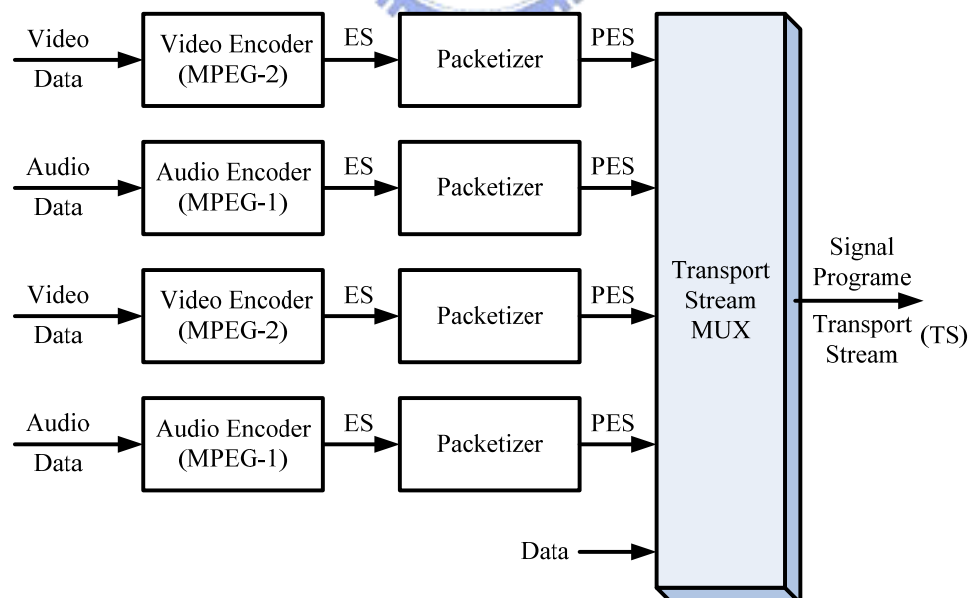


圖 3.2：產生 Transport Stream 的流程圖

訊源編碼後，會被壓縮成ES(Elementary Stream)，然後將一連串的ES分割成不同的封包，PES(Packetized Elementary Stream)，並再每一組PES封包的前面加入標

頭(Header)，作為解碼的時候，提供時間同步的作用，而最後將一個或是多個PES經過多工器 (Multiplexer) 合併起來成為一個訊號串流，就是TS(Transport Stream)。TS跟PES和ES不同的地方是它分割的長度大小都是固定的，每一個TS封包的大小為188 Bytes，PES和TS的關係如圖3.3。

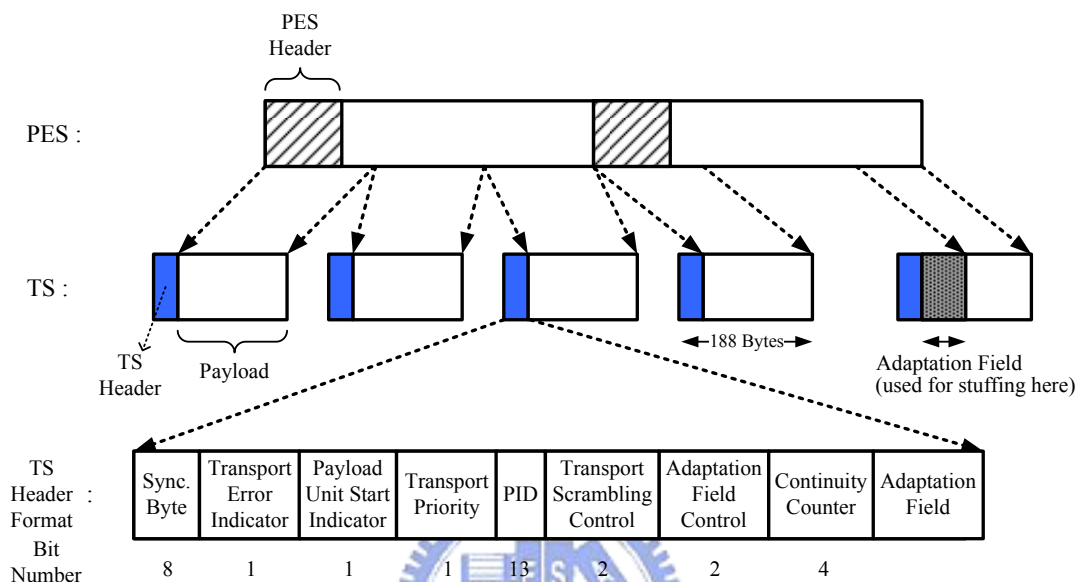


圖 3.3 : PES 和 TS 階層關係圖及 TS 標頭格式

每個TS封包前端都會放置標頭(Header)，佔了封包4Bytes的長度大小。標頭的第一個位元組是同步位元組(Sync. Byte)，其值固定為0x47，用意是使接收端在收到訊號的時候，能夠快速的找到資料的起始位置，接下來的1位元是Transport Error Indicator，當設定為“1”時，代表這個封包至少有1個以上無法更正的錯誤存在，也就是里德索羅門碼有更正不回來的錯誤時，將此值設為1。Payload Unit Start Indicator若為1時，代表這個TS封包存在著一個PES的初始位元組。PID主要是用來說明儲存在封包的資料是屬於哪種的型態，佔了13個位元，因為不同ES的封包，就會有不同的PID，所以知道資料的PID後，解多工器(Demultiplexer)就可以將一連串TS封包中，PID相同的ES分離出來，將擁有相同PID的視訊、音訊的ES重新組合在一起，再經過訊源解碼將原始的影音資料還原回來，利用PID的功能，就可以將指定的節目，播放出來。

在MPEG-2 TS中還有一些其他的訊號格式表[6]

- 條件存取表(Conditional Access Table ; CAT)
- 節目管理表(Program Map Table ; PMT)
- 節目配置表(Program Association Table ; PAT)
- 網路訊息表(Network Information Table ; NIT)
- 服務訊息表(Service Information Table ; SIT)

利用這些相關的訊息，可以得知頻道的多寡，號碼及名稱，將這些訊息提供給使用者。

3.2 亂碼器(Scrambler)

由多工器(MUX)合併PES而產生出來的MPEG-2 TS，每個封包的大小都必須是固定長度188 Bytes，其中包含了同步位元的 1 Byte和資料部份的187 Bytes，如圖3.5。再來要依圖3.4的亂碼器產生的隨機亂數，將資料位元打亂，因為大多數的通訊系統，都假設輸入的訊號為亂數型態，各個符號的機率和能量大小都差不多，所以用一個亂碼器(Scrambler)將訊號打亂成亂數的型態，這個亂碼器主要是由PRBS構成，包含了15位元的移位暫存器和一個XOR的邏輯閘，產生多項式為

$$g_s(x) = 1 + x^{14} + x^{15} \quad (3.1)$$

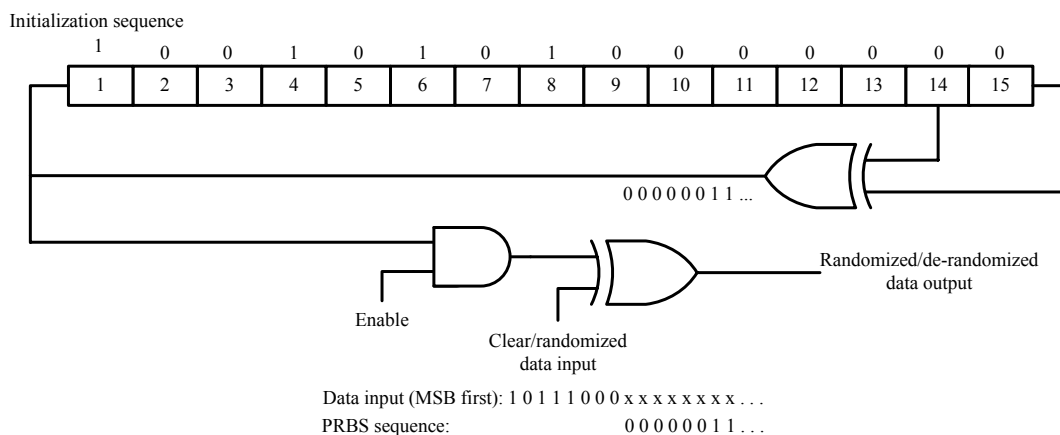


圖 3.4：亂碼器/解亂碼器結構圖

移位暫存器的初始值為 100101010000000，亂碼器每產生 1503 個亂數位元就會初始一次，而 TS 封包則是每 8 個封包為週期，與產生出來的亂數值做 XOR 運算，不過，每個封包的同步位元組(0x47)是不用做亂數處理的。為了使接收端在解碼的時候，能夠更方便快速的找到每 8 個週期的開頭，在傳送端會將每一個週期第一個 TS 封包的同步位元組，做 2 的補數，變為 0xB8，如圖 3.6，使得接收端從 RS 解碼器接收到資料後，只需要找到 0xB8 的同步位元組，就能進行解亂碼的動作。等 TS 封包都解亂數回來後，再將 0xB8 還原為 0x47，就可送入解多工器(DEMUX)分離出不同的節目頻道的訊號。

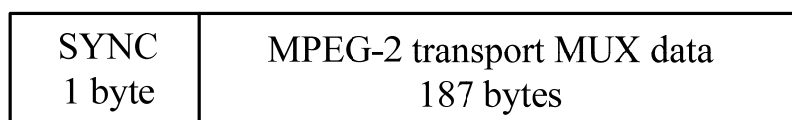


圖 3.5: MPEG-2 TS 封包示意圖

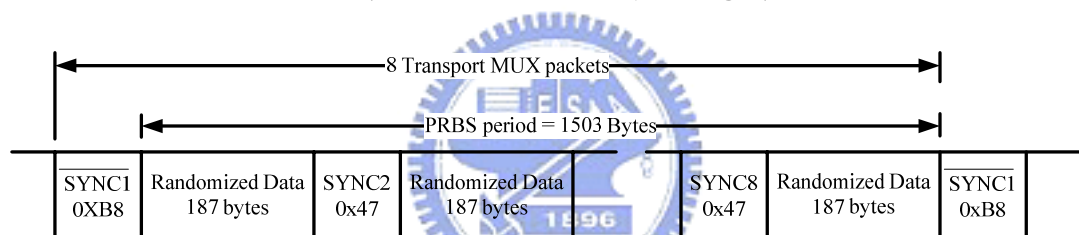


圖 3.6: 亂數化後的 TS 封包

3.3 外部編碼(Reed-Solomon Coding)

在 DVB-T 的系統中，外部編碼的方式是採用定義於 Galois Field GF(256) 的里德索羅門碼 RS(204,188,t=8)。GF(256)是將資料以 8 位元(2^8)當作一個多項式的係數來計算。RS(204,188,t=8)是一組縮短碼，是由 RS(255,239,t=8)產生出來的，把每個亂數化後的 TS 封包(188 Bytes)產生出一組錯誤檢查碼(16 Bytes)，將這組錯誤檢查碼放置於每個亂數化後的 TS 封包之後，故每一個 RS 封包長度大小為 204 Bytes，包含了 188 Bytes 的資料位元組和 16 Bytes 的錯誤檢查碼，如圖 3.7 所示。t=8 所代表的意思是指每段 204 位元組中，可以偵測到 16 個位元組的錯誤，並可修正 8 個位元組以內的錯誤。里德索羅門碼也會將每個封包的同步位

元組拿來一起做計算，不管是 0x47 還是 0xB8。

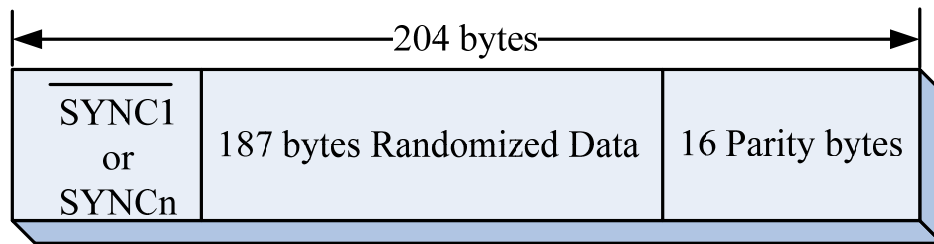


圖 3.7 : Reed-Solomon RS(204,188,8)的錯誤檢查封包

RS(255,238,8)產生的多項式為

$$\text{Code generation polynomial: } g(x) = (x + \lambda^0)(x + \lambda^1)(x + \lambda^2) \dots (x + \lambda^{15}) \quad (3.2)$$

, where $\lambda = 0x02$

$$\text{Field generation polynomial: } p(x) = x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1 \quad (3.3)$$

要做 RS(255,239,8)編碼之前，要先在 188 位元組的資料後面加入 51 個位元組，這 51 個位元組都設定為 0。再將每一個位元組當做是一個係數，產生出 16 個位元組的錯誤檢查碼。在做完里德索羅門編碼的處理後，再將剛剛加入的 0 位元組部份捨去，讓每個里德索羅門碼封包的長度為 204 Bytes。

3.4 外部交錯(Convolutional interleaving)

在做完里德索羅門碼的編碼後，要先將資料以每個位元組為單位輸入至外部交錯器，這裡使用的是迴旋交錯的方法。資料經過交錯器以後，排序會重新

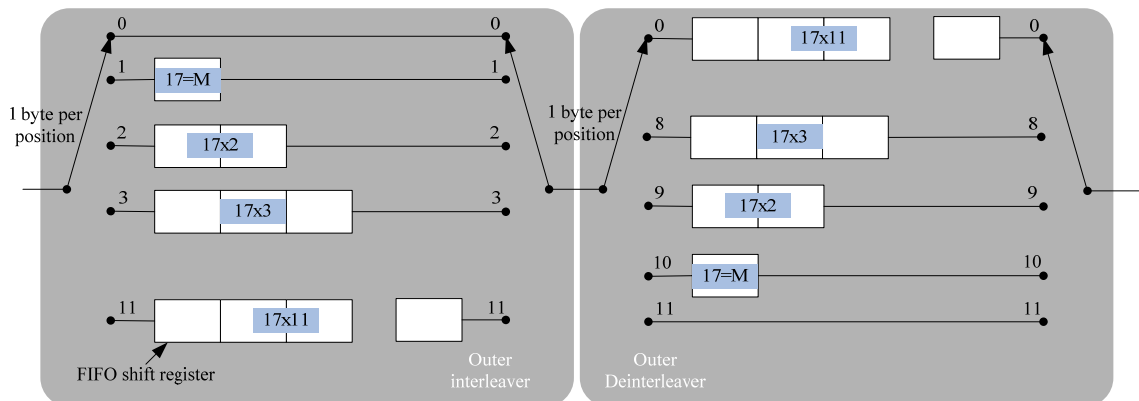


圖 3.8: 外部交錯器和外部解交錯器方塊圖

排過，以避免在經過比較嚴重的通道效應衰減後，造成資料中的錯誤超過 8 個位元組，使得里德索羅門碼無法解碼更正回來。圖 3.8 為外部交錯器和外部解交錯器的示意圖，外部交錯器的交錯深度為 $I=12$ ，編號從 0 到 11，每一條路徑上的先進先出移位暫存器(FIFO registers)的數目比前一條路徑多一個，而每一個移位暫存器的記憶深度為 $M=17$ 位元的資料量，也就是編號 i 的路徑深度為 $M \times i$ ，編號 11 的路徑，會將資料延遲 187 位元組。經過 RS(204,188,8)編碼的封包在做完外部交錯器的處理後，還是會保持著每一個封包的第一個位元組為同步位元組 0xB8 或是 0x47，這是因為每一個封包的長度大小為 204Bytes，剛好是 12 條路徑的整數倍，每個封包的同步位元組必定會通過編號 0 的路徑，所以在通過外部交錯器的資料封包，每個封包的同步位元組還是維持不變，而且同步位元組 0xB8 一樣也是每八個封包為週期出現一次。

3.5 內部編碼(Convolutional coding)

DVB-T 系統的內部編碼採用了(2,1,6)的迴旋碼(Convolutional Coding)，就是 $n=2$ 、 $k=1$ ，碼率(Code Rate)為 $1/2$ ，6 則是限制長度(Constraint Length)的大小，代表輸出的位元被連續 7 個位元所影響，而限制長度越大錯誤更正碼的更正能力越強。迴旋碼不像是區塊碼(Block Code)，不需要把輸入的訊號分成好幾塊區塊分別來做編碼的處理，而可以做連續性的編碼。迴旋碼的輸出為 X 和 Y ， X 輸出的產生多項式為 $G_1=171_{\text{oct}}$ ， Y 為 $G_2=133_{\text{oct}}$ ，如圖 3.9 所示。

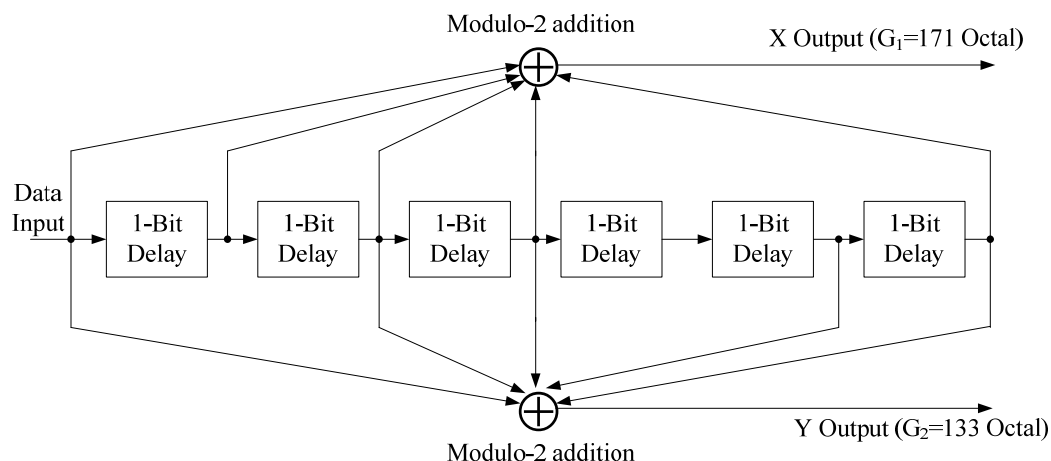


圖 3.9：迴旋碼(171,133)示意圖

由迴旋碼產生出來的輸出位元 X 和 Y，排列的方式有 5 種不同的選擇，如表 3.10 所示。為了使傳輸更有效率，可以依照不同通訊品質的環境，例如多重路徑的干擾、時間和頻率造成訊號的衰減，來選擇打孔(Puncturing)的碼率。

表 3.1：打孔的選擇樣式與 P/S 轉換的傳輸序列

Code Rates	Puncturing Pattern	Transmitted Sequence
$\frac{1}{2}$	X:1 Y:1	$X_1 Y_1$
$\frac{2}{3}$	X:1 0 Y:1 1	$X_1 Y_1 Y_2$
$\frac{3}{4}$	X:1 0 1 Y:1 1 0	$X_1 Y_1 Y_2 X_3$
$\frac{5}{6}$	X:1 0 1 0 1 Y:1 1 0 1 0	$X_1 Y_1 Y_2 X_3 Y_4 X_5$
$\frac{7}{8}$	X:1 0 0 0 1 0 1 Y:1 1 1 1 0 1 0	$X_1 Y_1 Y_2 Y_3 Y_4 X_5 Y_6 X_7$

在 DVB-T 系統中，利用迴旋碼編碼，最後並不會加入 6 個 0，讓暫存器的狀態回到 0，雖然這樣會讓接收端在不知道暫存器初始的狀態進行解碼，不過還是可以利用漢明距離來決定，只是一開始的位元可能會有錯誤而已。這些錯誤並不會影響之後的解碼流程，因為外部交錯器一開始輸出的資料都是無意義的。

1967 年由 Andrew J. Viterbi 提出了解迴旋碼的演算法[7][8]，成為現在最熱門的方法。主要是利用樹狀圖(trellis)的方法，選擇漢明距離最小的那一條路徑。

我們是用 hard-decision 的決策方式來做解碼的過程，解碼時，先將在編碼的時候，被打孔的部份補 0，送進 Viterbi 解碼器進行解碼。

3.6 內部交錯(Inner interleaving)

如圖 3.10，在內部編碼後，我們使用了內部交錯器，主要是在頻率軸上做資料的交錯，避免連續的錯誤訊號進入 Viterbi 解碼器。內部交錯器可以分為兩個部份，位元交錯器(Bit-wise Interleaver)和符元交錯器(Symbol Interleaver)，其中這裡的符元是載在子載波上的訊號，我們將會在接下來的兩小節介紹。

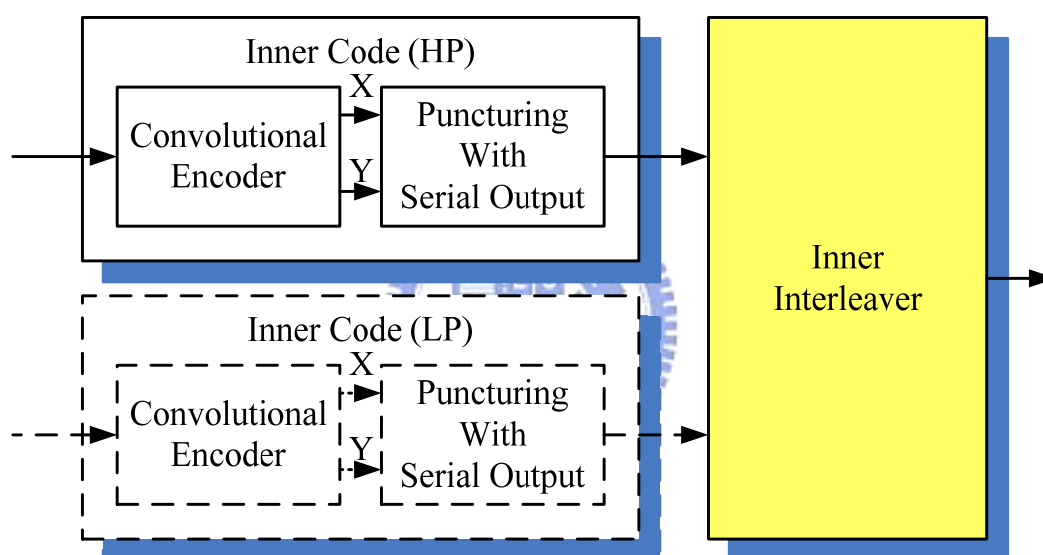


圖 3.10: 內部編碼和交錯器流程圖

3.6.1 位元交錯器(Bit-wise interleaving)

位元交錯器可以分為階層(Hierarchical)和非階層(Non-hierarchical)兩種模式，階層模式以 16-QAM 及 64-QAM 不同的調變方式分為兩種，使用兩個解多工器，分別處理 High-Priority 及 Low-Priority 兩種位元流。而非階層模式則是有 QPSK、16-QAM 和 64-QAM 三種不同的方式，因為台灣目前沒有使用階層模式，本論文只說明非階層模式。位元交錯器是以位元為單位，在非階層模式中，只有一個輸入位元流，在利用解多工器來分離各個位元到每個位元交錯器 I_x ，當調變

方式是 QPSK 的時候，解多工器會分離出 2 個位元流；16-QAM 時，分離出 4 個位元流；64-QAM 則是 6 個位元流。

以圖 3.11 為例，採用非階層模式，調變方式為 16-QAM，解多工器分離出來的位元流有 4 條，解多工器分離位元流的方法如下：

x_0 map to $b_{0,0}$

x_1 map to $b_{2,0}$

x_2 map to $b_{1,0}$

x_3 map to $b_{3,0}$

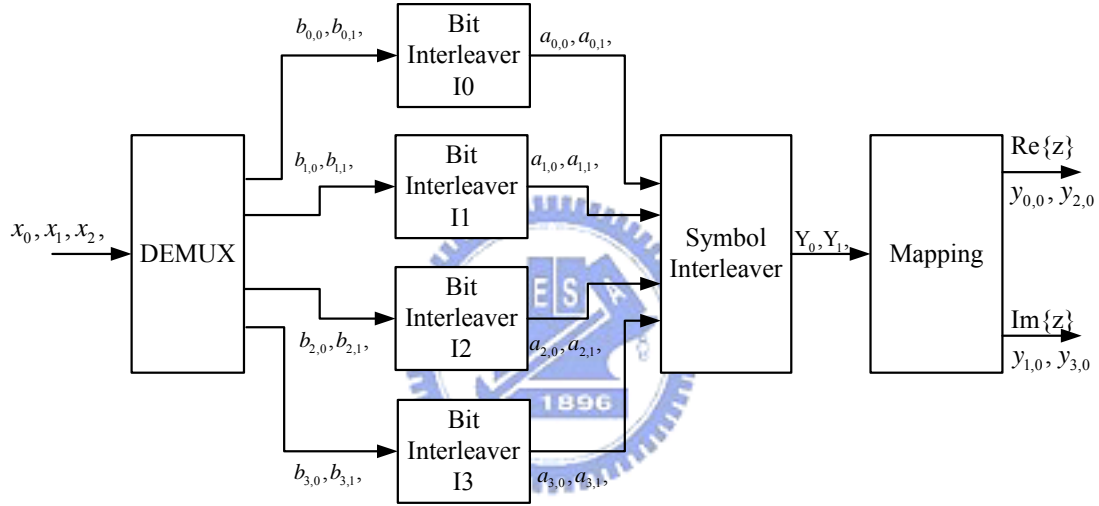


圖 3.11: 非階層模式，16-QAM 位元交錯器

如圖 3.6-2 裡的位元交錯器 I_x 總共有六種(I_0 、 I_1 、 I_2 、 I_3 、 I_4 、 I_5)，每一個的置換函數(Permutation Function)都不同，定義如下：

$$I_0: H_0(w) = w$$

$$I_1: H_1(w) = (w+63) \bmod 126$$

$$I_2: H_2(w) = (w+105) \bmod 126$$

$$I_3: H_3(w) = (w+42) \bmod 126$$

$$I_4: H_4(w) = (w+21) \bmod 126$$

$$I_5: H_5(w) = (w+84) \bmod 126$$

QPSK 是使用 I_0 ~ I_1 的位元交錯器，16-QAM 使用 I_0 ~ I_3 的位元交錯器，64-QAM 則是使用 I_0 ~ I_5 的位元交錯器。每個位元交錯器是以 126 位元為單位大小，對於

2K 傳輸的模式，每個 OFDM 符元總共有 1512 個有用的子載波，必需重複 12 次位元交錯器來處理，8K 傳輸模式下，每個 OFDM 符元有 6048 個有用的子載波，則是需要 48 次的處理。

對每個位元交錯器，每次輸入的 126 位元，可以向量的形式定義如下: ($e = 0 \sim 5$)

$$B(e) = (b_{e,0}, b_{e,1}, b_{e,2}, L, b_{e,125}) \quad (3.4)$$

位元交錯器輸出的 126 位元向量形式定義如下:

$$A(e) = (a_{e,0}, a_{e,1}, a_{e,2}, L, a_{e,125}) \quad (3.5)$$

而輸出向量內的每個元素 $a_{e,0}, a_{e,1}, a_{e,2}, L, a_{e,125}$ ，是輸入向量 B 經過置換函數而產生的，置換公式如下:

$$a_{e,w} = b_{e,He(w)}, w = 0, 1, 2, L, 125 \quad (3.6)$$

以 16-QAM 為例，總共有 10~13 的位元交錯器，每個交錯器產生的輸出向量，同時進入符元交錯器，每個符元 y'_w 的定義如下:

$$y'_w = (a_{0,w}, a_{1,w}, a_{2,w}, a_{3,w}) \quad (3.7)$$

3.6.2 符元交錯器(Symbol interleaving)

符元交錯器處理的範圍是在一個 OFDM 符元內，將已經用位元處理器處理的資料，組合成符元的形式，輸入至符元交錯器，其輸入可以用向量的形式表示。2K 模式下，從位元交錯器輸出 12 組 126 位元的資料，組合成 $N_{\max} = 1512$ 個符元，輸入向量如下:

$$Y' = (y'_0, y'_1, y'_2, L, y'_{1511}) \quad (3.8)$$

8K 模式下，從位元交錯器輸出 48 組 126 位元的資料，組合成 $N_{\max} = 6048$ 個符元，輸入向量如下:

$$Y' = (y'_0, y'_1, y'_2, L, y'_{6047}) \quad (3.9)$$

輸入訊號 Y' 進入符元交錯器，經過置換函數 $H(q)$ 重新排列後，輸出向量可定義如下：

$$Y=(y_0, y_1, y_2, L, y_{N_{\max}-1}) \quad (3.10)$$

一個訊框內總共有 68 個 OFDM 符元，編號由 0 到 67，編號為奇數符元與偶數符元的排列方式有所不同規則。輸出訊號 Y 由輸入訊號 Y' 依照 OFDM 符元在訊框的奇偶數不同的置換方式定義如下：

編號為偶數 OFDM 符元：

$$y_{H(q)} = y'_q, q=0, L, N_{\max}-1 \quad (3.11)$$

編號為奇數 OFDM 符元：

$$y_q = y'_{H(q)}, q=0, L, N_{\max}-1 \quad (3.12)$$

$H(q)$ 是一個置換函數，產生的模型如圖 3.12。 R' 是一個 (N_r-1) 位元的二位元的移位暫存器， $N_r = \log_2 M_{\max}$ ，2K 模式， $M_{\max} = 2048$ ；8K 模式 $M_{\max} = 8192$ 。

移位暫存器 R' 產生的方式如下：

$$\begin{aligned} i=0,1: & \quad R'_i[N_r-2, N_r-3, \dots, 1, 0] = 0, 0, \dots, 0, 0 \\ i=2: & \quad R'_i[N_r-2, N_r-3, \dots, 1, 0] = 0, 0, \dots, 0, 1 \\ 2 < i < M_{\max}: & \quad \left\{ \begin{aligned} R'_i[N_r-3, N_r-4, \dots, 1, 0] &= R'_{i-1}[N_r-2, N_r-3, \dots, 2, 1] \\ 2K \text{ mode: } R'_i[9] &= R'_{i-1}[0] \oplus R'_{i-1}[3] \\ 8K \text{ mode: } R'_i[11] &= R'_{i-1}[0] \oplus R'_{i-1}[1] \oplus R'_{i-1}[4] \oplus R'_{i-1}[6] \end{aligned} \right. \end{aligned}$$

移位暫存器 R' 內的值，經過 Wires Permutation 重新排列後，儲存於 R 。Wires Permutation 的排列方式如表 3.6 所示。

表 3.2：2K 模式，符元交錯器之位元排序

R'_i bit positions	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
R_i bit positions	0	7	5	1	8	2	6	9	3	4

表 3.3 : 8K 模式，符元交錯器之位元排序

R'_i bit positions	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
R_i bit positions	5	11	3	0	10	8	6	9	2	4	1	7

得到 R 後，就可以把 H(q)求出了，算法如下：

```

q=0;
for( i=0; i<Mmax; i = i+1 )
{
     $H(q) = (i \bmod 2) \cdot 2^{N_r-1} + \sum_{j=0}^{N_r-2} R_i(j) \cdot 2^j$ ;
    if(  $H(q) < N_{\max}$  ), q = q+1;
}

```

H(q)的 12 位元由 R 提供，而最高位則是由 i 決定，若 i 是偶數的話，H(q)的 MSB=0；i 是奇數的話，MSB=1，如果計算出來的 H(q)大於 6816 的話，就略過重算。

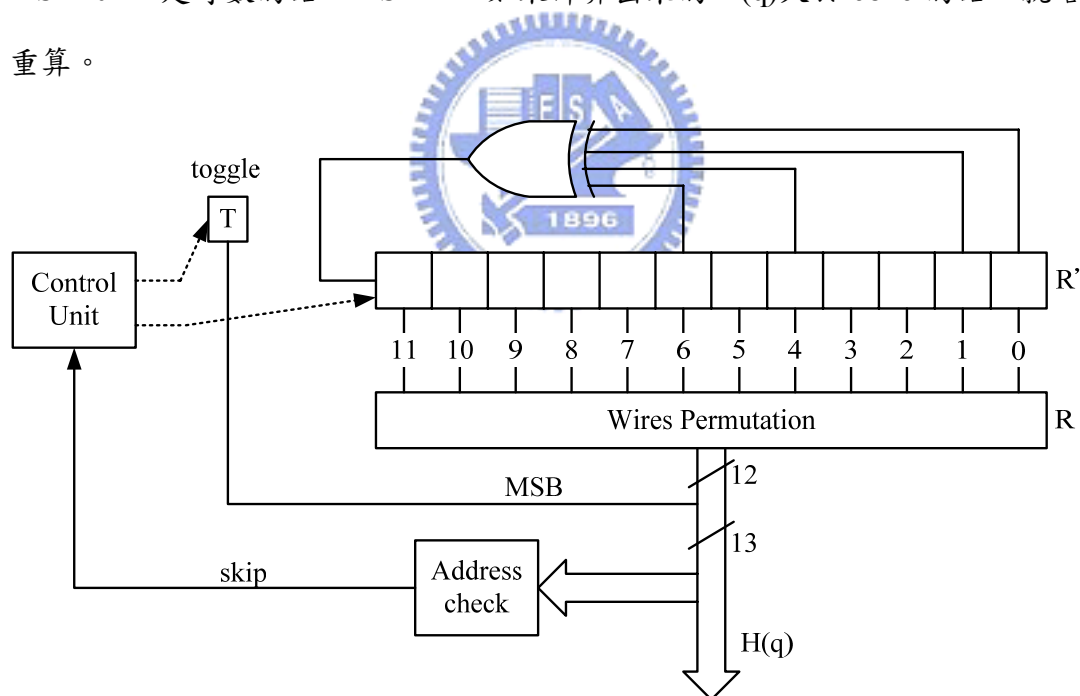


圖 3.12 : 8K 傳輸模式，符元交錯器之置換函數產生器

3.7 映射與星狀圖(Signal constellations and mapping)

在做完符元交錯器後，將會使每個符元訊號轉換為複數訊號，然後載在 OFDM 的子載波上傳輸。DVB-T 系統內，使用的調變方式有 QPSK、16-QAM、64-QAM、non-uniform 16-QAM、non-uniform 64-QAM，每一個調變方式都是採用格雷碼(Gray Code)去編碼的。假設複數訊號為 $z \in \{a+jb\}$ ，各個調變方式映射到星狀圖的複數訊號如下：

QPSK

$$a \in \{-1,1\}, b \in \{-1,1\}$$

16-QAM (non-hierarchical and hierarchical with $\alpha = 1$)，如圖 3.7-1

$$a \in \{-3,-1,1,3\}, b \in \{-3,-1,1,3\}$$

Non-uniform 16-QAM with $\alpha = 2$ ，如圖 3.7-2

$$a \in \{-4,-2,2,4\}, b \in \{-4,-2,2,4\}$$

Non-uniform 16-QAM with $\alpha = 4$ ，如圖 3.7-3

$$a \in \{-6,-4,4,6\}, b \in \{-6,-4,4,6\}$$

64-QAM (non-hierarchical and hierarchical with $\alpha = 1$)

$$a \in \{-7,-5,-3,-1,1,3,5,7\}, b \in \{-7,-5,-3,-1,1,3,5,7\}$$

Non-uniform 64-QAM with $\alpha = 2$

$$a \in \{-8,-6,-4,-2,2,4,6,8\}, b \in \{-8,-6,-4,-2,2,4,6,8\}$$

Non-uniform 64-QAM with $\alpha = 4$

$$a \in \{-10,-8,-6,-4,4,6,8,10\}, b \in \{-10,-8,-6,-4,4,6,8,10\}$$



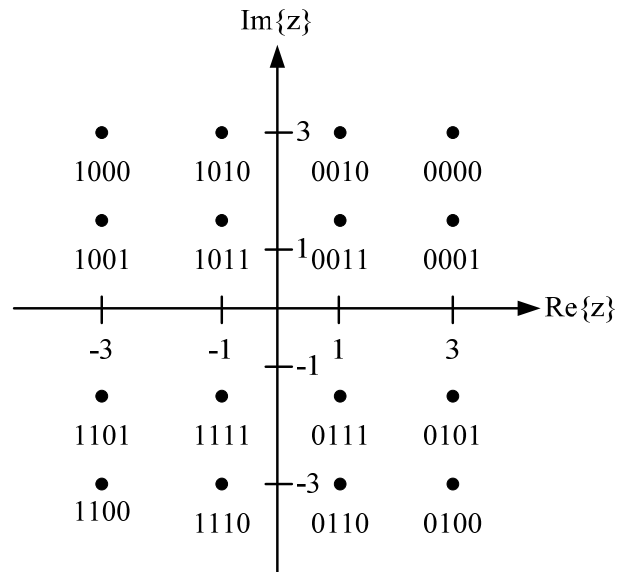


圖 3.13 : 16-QAM (non-hierarchical and hierarchical with $\alpha = 1$)

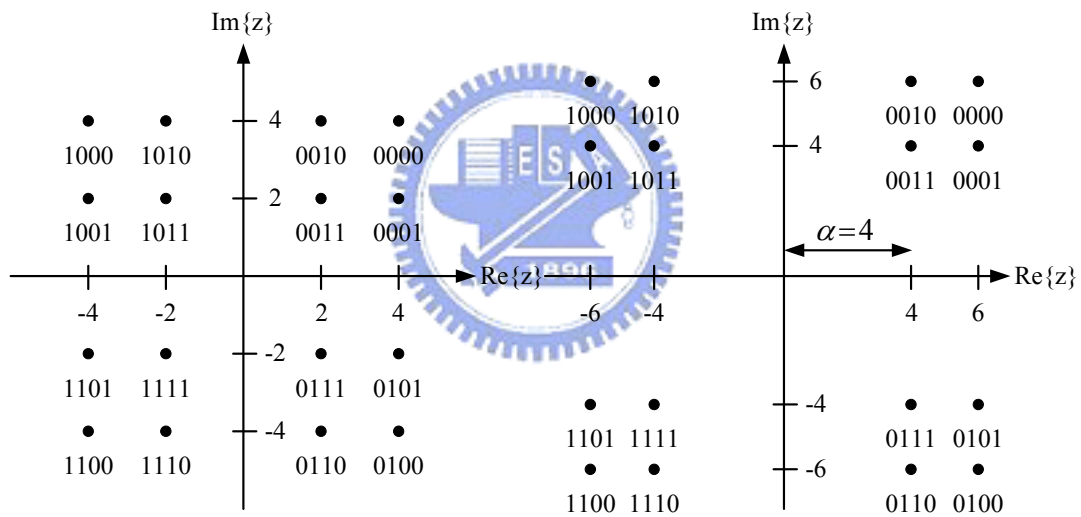


圖 3.14 : Non-uniform 16-QAM($\alpha = 2$) 圖 3.15 : Non-uniform 16-QAM($\alpha = 4$)

做完映射的步驟後，可以得到每一組的訊號都是複數訊號，再把這些複數訊號載在 OFDM 符元的子載波上，經過 IFFT 的轉換後，將訊號調變為 I/Q 訊號，經由 RF 前端天線發射出去。

第四章 DVB-T 同步技術與通道估測

DVB-T 無線電視地面廣播系統採用 OFDM 當作無線傳輸的系統，在接收端收到訊號後，做完傳輸模式偵測後，將訊號同步(Synchronization)，主要可以區分為兩部份，時間同步 (Time Synchronization) 與頻率同步 (Frequency Synchronization)。時間上的同步問題，可以分為兩個符元時間偏移(Symbol Time Offset)及取樣時間偏移(Sampling Time Offset)，由於我們的實驗器材在取樣頻率方面已經提供了足夠的準確度，故本論文就不再探討取樣頻率的誤差帶來的影響和干擾。頻率上的同步問題，可以將頻率的誤差分為整數(Coarse)及小數(Fraction)部份，然後分開處理，詳細的估測和補償流程，將在接下來幾小節內介紹。圖 4.1 說明了時間和頻率同步的相關流程。

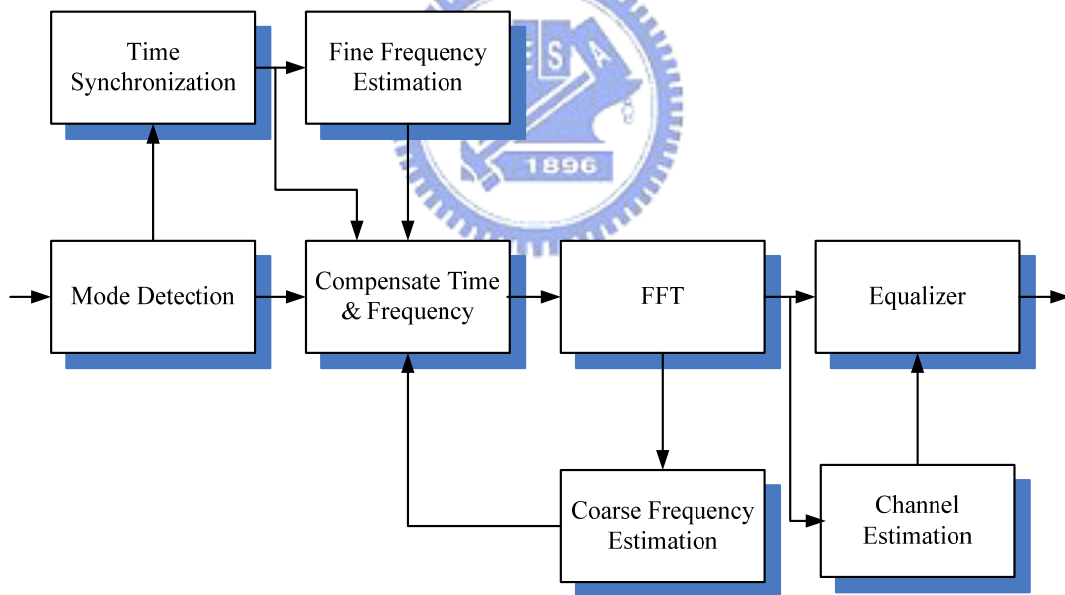


圖 4.1：時間及頻率同步相關流程

4.1 符元時間同步

在 DVB-T 系統中，採用了兩種的傳輸模式 2K 與 8K 模式，並且有 $\frac{1}{4}$ 、 $\frac{1}{8}$ 、

$\frac{1}{16}$ 、 $\frac{1}{32}$ 種循環字首(Cyclic Prefix; CP)的選擇。由 RF 前端接收下來的訊號，經過類比到數位轉換器(ADC)處理後，因為基地台是用廣播(Broadcasting)的傳送方式，故我們無法得知剛接收到的訊號是使用哪種的傳輸模式和循環字首，所以必須先偵測系統是使用哪種模式，知道傳輸模式後，才能做時間與頻率的同步。

為了要抵抗 ISI 和 ICI 的干擾，在傳送 OFDM 符元時，會先加入循環字首 CP，在這裡我們利用這個特性，將 OFDM 符元末端與 CP 重複的部份，做自相關函數的數學運算[9]，數學式子如下：

$$z_k[m] = \sum_{n=0}^{N_g-1} \frac{r[n-m]r^*[n-m-N_k]}{|r[n-m]| |r[n-m-N_k]|}, \quad 0 \leq m < L-1 \quad (4.1)$$

其中 $z[m]$ 為正規化(normalized)後的結果， k 為 2K 或是 8K 模式， N_k 分別為 2048 及 8192， N_g 為 CP 的大小， L 是偵測時間的長度。利用自相關函數的特性，從實際訊號求得的相關模擬圖如圖 4.2 所示。

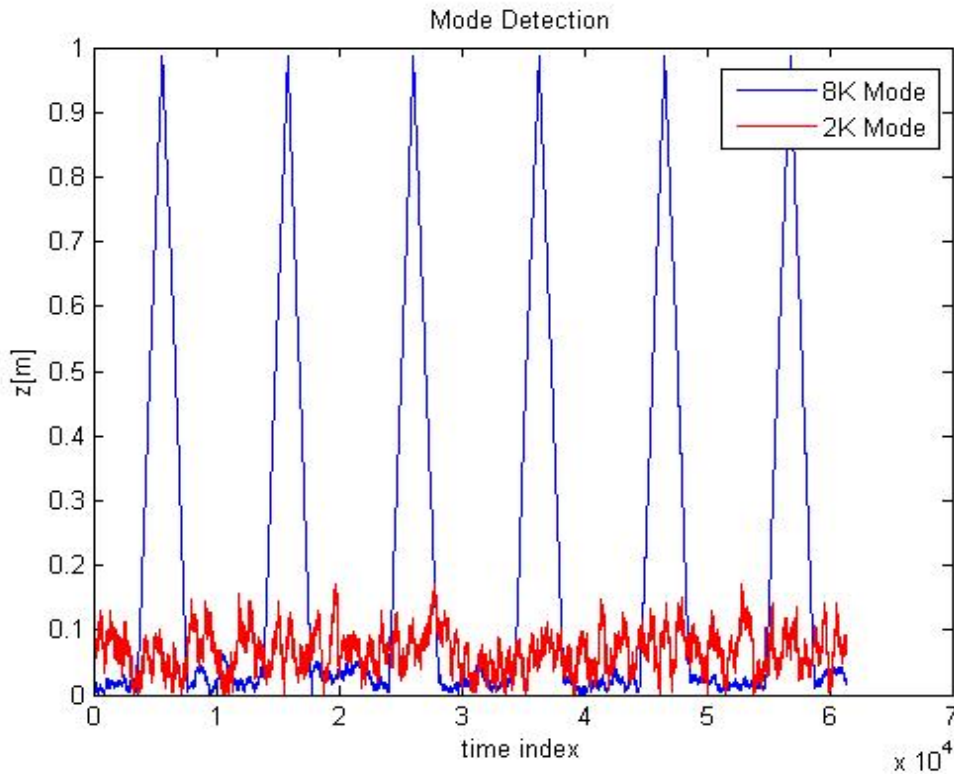


圖 4.2 : 8K 模式， $CP = \frac{1}{4}$ ，實際系統偵測傳輸模式比較圖

由圖 4.2 可以看出，只要 CP 與 OFDM 符元末端的部份剛好重疊，此時我們所求

得的自相關函數的值將會是最大值，而用另一種模式所算出的自相關函數，在比較之下，會像是雜訊般大小的值，可以很容易的比較出來，系統是採用哪種傳輸模式與 CP。

作完傳輸模式偵測後，就可以處理時間同步的問題。在時間上，主要是偵測 OFDM 符元的起始位置。若起始位置不準確，將會使得符元經過 FFT 轉換後，產生相位偏移或是導致訊號的星狀圖呈現散亂的現象因而降低系統的效能。可以用數學式子來說明：

假設在理想的情況下，OFDM 訊號經過 IFFT 轉換，可以表示如下：

$$x[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X[k] \cdot e^{j2\pi \frac{k}{N}n}, 0 \leq n < N \quad (4.2)$$

其中 $X[k]$ 為子載波的訊號， N 為 IFFT 的大小。假設通道也是理想的，OFDM 符元經過 FFT 轉換後，表示如下：

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \cdot e^{-j2\pi \frac{k}{N}n}, 0 \leq k < N \quad (4.3)$$

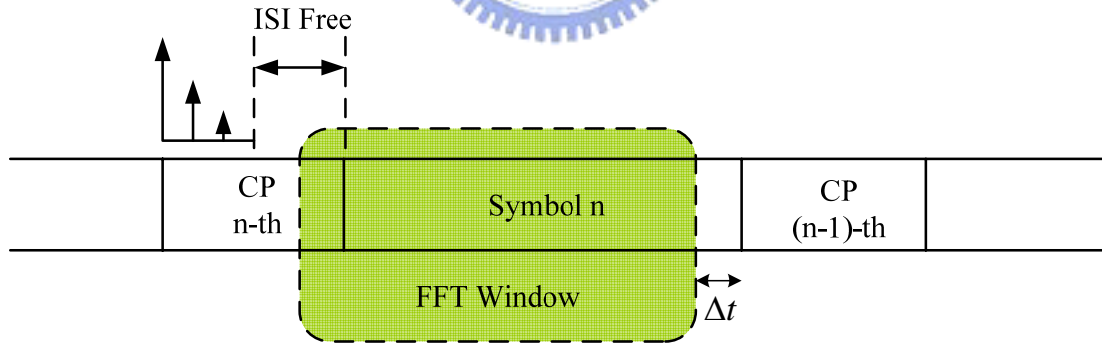


圖 4.3 : FFT Window 起始位置示意圖

如圖 4.3 所示，若 FFT Window 的取樣點在 ISI Free 內的話，符元在經過 FFT 轉換後，將會產生相位偏移 Δt ，數學式子如下：

$$\hat{X}[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n - \Delta t] \cdot e^{-j2\pi \frac{k}{N}n}, 0 \leq k < N \quad (4.4)$$

由式子(4.4)可以求得以下的關係

$$\begin{aligned}
\hat{X}[k] &= \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \cdot e^{-j2\pi k \frac{n-\Delta t}{N}} \\
&= \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \cdot e^{-j2\pi k \frac{n}{N}} \cdot e^{j2\pi k \frac{\Delta t}{N}} \\
&= X[k] \cdot e^{j2\pi k \frac{\Delta t}{N}}
\end{aligned} \tag{4.5}$$

從式子(4.5)的關係可以看出 $X[k]$ 與 $\hat{X}[k]$ 有一個相位的偏移，這個偏移會造成訊號在星狀圖上有旋轉的效果，如圖 4.4。不過這個影響並不會改變訊號的振幅大小，只要求出這個訊號相位旋轉的偏移量，就可以將訊號修正回來。

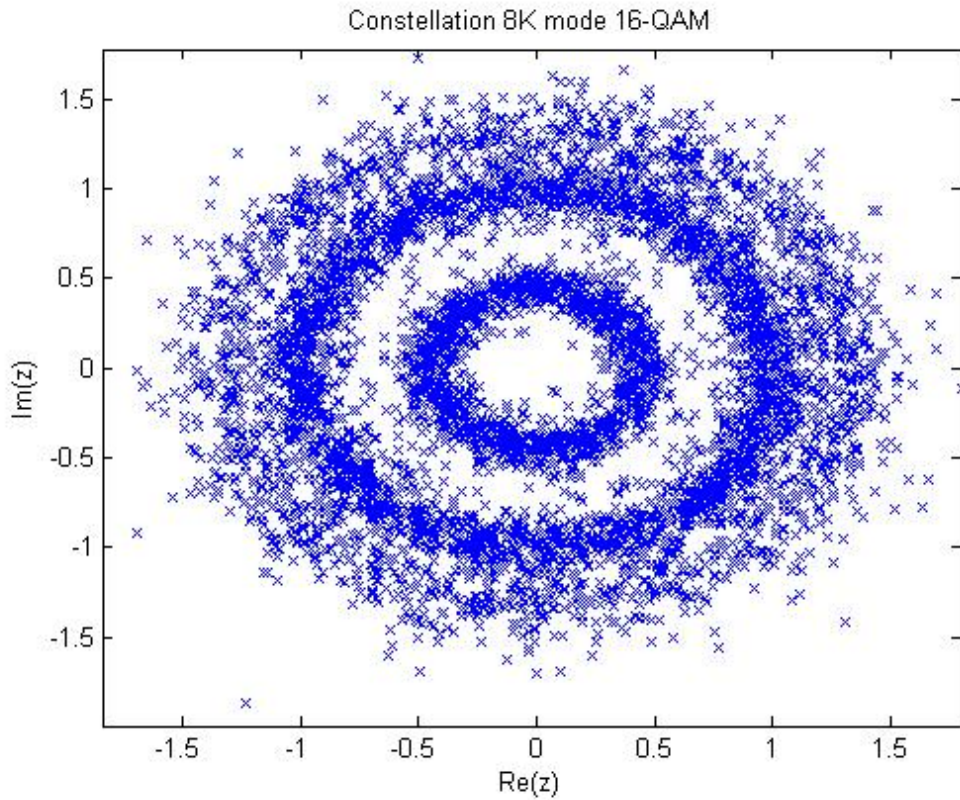


圖 4.4：符元時間偏移 64 點之 16-QAM 星狀圖

假如 FFT Window 的起始位置在 ISI Free 之後的話，FFT Window 將會抓到到後一個符元的部份資料，如圖 4.5 所示，此時將訊號做 FFT 之後，會受到後一個符元資料的干擾，形成 ISI 效應，使得訊號的星狀圖將無法辨識，造成嚴重的解碼錯誤。圖 4.6 即為受到 ISI 效應的星狀圖。

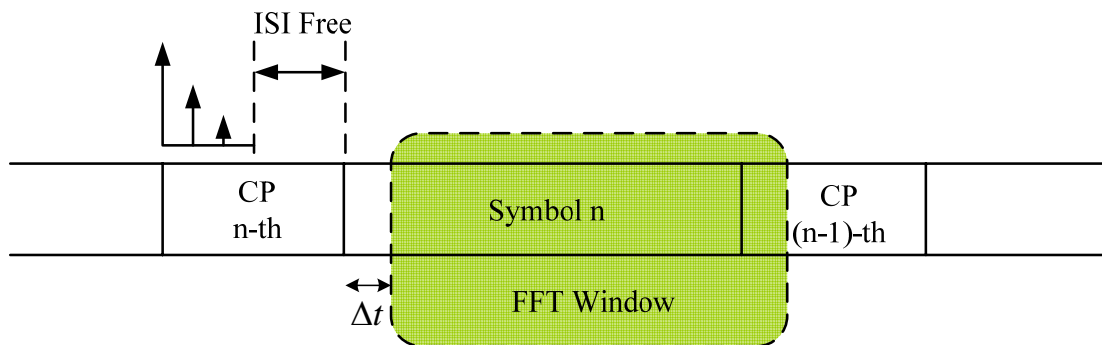


圖 4.5 : FFT Window 起始位置在 ISI Free 之外

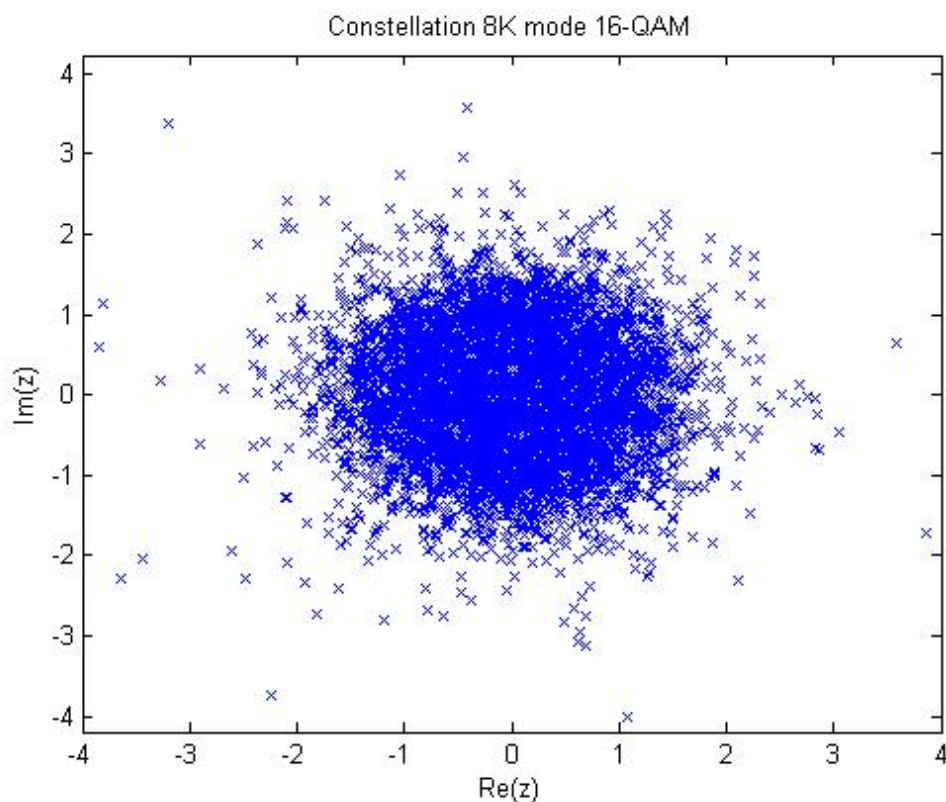


圖 4.6 : 受到 ISI 影響之星狀圖

在討論完符元時間沒有同步會發生的影響後，我們將說明如何偵測符元時間的起始點。剛剛使用的傳輸模式偵測方法(4.1)式，也能夠使我們偵測出符元時間的起始點。一個 OFDM 符元包含 CP 的單位長度為 N_s ，所使用的 CP 單位長度為 N_g ，只需要在(4.1)式計算出來的結果，在 $0 \leq m < N_s + N_g$ 範圍內尋找自相關函數的最大值即可求得，此方法[10][11]也是利用循環字首 CP 是 OFDM 符元末端部分的複製訊號的特性，做自相關函數會產生最大值那一個時間點 n_0 ，即為符元

時間的起始點，如(4.6)式所示：

$$n_0 = \max_m \{z[m]\}, \quad 0 \leq m < N_s + N_g \quad (4.6)$$

因為多重路徑的干擾，可能會使得符元起始點有些許的誤差，故為了讓 OFDM 符元時間的起始點更加準確，我們可以將多個 OFDM 符元一起計算取平均值，求得更準確的符元時間起始點，數學式子以(4.7)表示：

$$n_0 = \max_m \left\{ \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} z[m + kN] \right\}, \quad 0 \leq m < L-1 \quad (4.7)$$

其中 K 為 OFDM 符元的個數，N 為 OFDM 符元有用的訊號長度，也就是 FFT 的大小。

4.2 載波頻率偏移同步

OFDM 的主要缺點之一就是對載波頻率偏移很敏感，若沒有將偏移補償回來的話，會引起兩個問題而造成系統效能的降低，一個是會被鄰近的子載波干擾，破壞了彼此之間的正交特性，引起 ICI 效應；另一個是因為子載波的頻率偏移，造成系統取樣所對應到的值不是在峰值，使得振幅降低。載波頻率偏移造成的原因是由於傳送端與接收端之頻率震盪器不匹配，或是因為都卜勒效應 (Doppler Effect) 所造成的。載波頻率的偏移又可以分為整數部分和小數部份來探討，在 ETSI EN 300.744 規格標準裡，DVB-T 系統的發射訊號如下：

$$s(t) = \text{Re} \left\{ e^{j2\pi f_c t} \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{l=0}^{67} \sum_{k=K_{\min}}^{K_{\max}} c_{m,l,k} \times \psi_{m,l,k}(t) \right\} \quad (4.8)$$

其中

f_c : 傳送端載波頻率(Carrier frequency)

m : 訊框編號(Frame number)

l : OFDM 符元編號

k : 載波編號(Carrier number)

$\psi_{m,l,k}(t)$: 頻域上每個子載波

$c_{m,l,k}$: 傳送的複數資料

在這裡我們假設取樣頻率與時間同步都已經同步完成，通道為理想狀態及不受雜訊的干擾，並且只考慮一個 OFDM 符元時間 T_u 內的情況，由(4.8)式可以得到在時間 T_u 內的傳送訊號，如下所示：

$$s(t) = e^{j2\pi f_c t} \sum_{k=K_{\min}}^{K_{\max}} c[k] \times e^{j2\pi \frac{k}{T_u} t}, \quad 0 \leq t < T_u \quad (4.9)$$

我們假設接收端震盪載波頻率為 f_c' ，當接收端將接收到的訊號從射頻降到基頻後，因為傳送端與接收端震盪器的載波頻率不匹配，將會造成頻率上的偏移。假設 f_o 為頻率偏移， Δf 為子載波彼此之間的間格大小，將偏移的頻率正規化如下：

$$\hat{\varepsilon} = \frac{f_o}{\Delta f} = \frac{f_c - f_c'}{\Delta f} \quad (4.10)$$

接收端將訊號降為基頻的訊號如下：

$$\begin{aligned} r(t) &= e^{-j2\pi f_c' t} \cdot s(t) \\ &= e^{j2\pi(f_c - f_c')t} \cdot \sum_k c[k] \times e^{j2\pi \frac{k}{T_u} t} \\ &= e^{j2\pi f_o t} \cdot \sum_k c[k] \times e^{j2\pi \frac{k}{T_u} t} \end{aligned} \quad (4.11)$$

由於 $r(t)$ 是連續性時間訊號，用 DVB-T 系統取樣時間 $T_s = \frac{7}{48} \mu s$ 去取樣，故一個 OFDM 符元的週期為 $T_u = N \times T_s = 1194.667 \mu s$ ，其中 $N=8192$ 。所以可以將離散訊號 $r[n]$ 表示如下：

$$\begin{aligned}
r[n] &= r(n \cdot T_s) \\
&= e^{j2\pi f_0(n \cdot T_s)} \sum_k c[k] \times e^{j2\pi \frac{k}{N \cdot T_s}(n \cdot T_s)} \\
&= e^{j2\pi \frac{\hat{\varepsilon}}{T_u}(n \cdot T_s)} \sum_k c[k] \times e^{j2\pi \frac{k}{N}n} \quad (f_o = \hat{\varepsilon} \cdot \Delta f = \frac{\hat{\varepsilon}}{T_u}) \\
&= e^{j2\pi \frac{\hat{\varepsilon}}{N}n} \sum_k c[k] \times e^{j2\pi \frac{k}{N}n} \tag{4.12}
\end{aligned}$$

其中頻率偏移的誤差 $\hat{\varepsilon}$ ，可以將其整數部份和小數部份分開來探討，因為二者所造成的影響不同，估測的方法也有所不同。(4.13)式為頻率偏移誤差 $\hat{\varepsilon}$ 表示式，其中 ε_i 為頻率偏移整數(integer)部份， ε_f 為頻率偏移小數(fraction)部份。

$$\hat{\varepsilon} = \varepsilon_i + \varepsilon_f \tag{4.13}$$

4.2.1 頻率偏移整數部份同步

頻率偏移整數部份 ε_i 所造成的影響是會讓訊號經過 FFT 後，子載波的位置將會有所改變，會偏移 ε_i 個子載波的位置。我們將用數學式子來說明，假設已經將接收到的訊號，處理完時間符元同步並且頻率偏移小數的部份也補償完畢 ($\varepsilon_f = 0$)，故這裡我們只考慮頻率整數偏移的影響，把(4.13)式代入(4.12)式，可以得到下式：

$$\begin{aligned}
r[n] &= e^{j2\pi \frac{\varepsilon_i}{N}n} \sum_k c[k] \times e^{j2\pi \frac{k}{N}n} \\
&= x[n] \cdot e^{j2\pi \frac{\varepsilon_i}{N}n} \tag{4.14}
\end{aligned}$$

訊號 $r[n]$ 經過 FFT 轉換後，會使得原來子載波的位置位移了 ε_i 點，雖然振幅大小都沒變，但是子載波的位置旋轉了，只要修正回來，是不會影響到原來的子載波資料，如(4.15)式。

$$\begin{aligned}
\hat{X}[k] &= \sum_{n=0}^{N-1} r[n] \cdot e^{-j2\pi \frac{k}{N}n} \\
&= \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \cdot e^{j2\pi \frac{\varepsilon_i}{N}n} \cdot e^{-j2\pi \frac{k}{N}n} \\
&= \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \cdot e^{-j2\pi \frac{k-\varepsilon_i}{N}n} \\
&= X[k - \varepsilon_i]
\end{aligned} \tag{4.15}$$

頻率整數偏移的估測方法有很多種，我們用的方法是，每一個 OFDM 符元都會有連續性嚮導訊號(Continual Pilots)，固定在各個符元子載波的位置，每個嚮導訊號的能量比一般的訊號強。所以利用了前後兩個符元，將它們的連續性嚮導訊號分別取出來，做交相關(Cross-Correlation)的運算[9]，當所選擇的偏移大小 ε_o 算出來的能量為最大時，即為所要求的頻率整數偏移 $\varepsilon_i = \varepsilon_o$ 。我們預設偏移量為 ± 100 點，數學式子如下：

$$\kappa(\varepsilon_o) = \frac{\left\langle R_{l+1}(k_p + \varepsilon_o) \cdot R_l^*(k_p + \varepsilon_o) \right\rangle}{\left\langle \left| R_{l+1}(k_p + \varepsilon_o) \right| \right\rangle \left\langle \left| R_l(k_p + \varepsilon_o) \right| \right\rangle} \tag{4.16}$$

其中 $R_l(\cdot)$ 為接收端收到的第 l 個 OFDM 符元經過 FFT 後的訊號， k_p 為連續性嚮導訊號，在子載波上的編號索引，可以參考表 2.1-4。最後，頻率整數偏移 ε_i 可以由(4.16)式求得的 κ 最大值所對應的偏移量 ε_o ，如下所示：

$$\varepsilon_i = \max_{\varepsilon_o} \left\{ \kappa(\varepsilon_o) \right\} \tag{4.17}$$

由圖 4.7 可以看出在交相關的結果中，正規化後可以求出有一根特別靠近 1 的值，求出此值的偏移量即為所求的頻率偏移整數的部份。

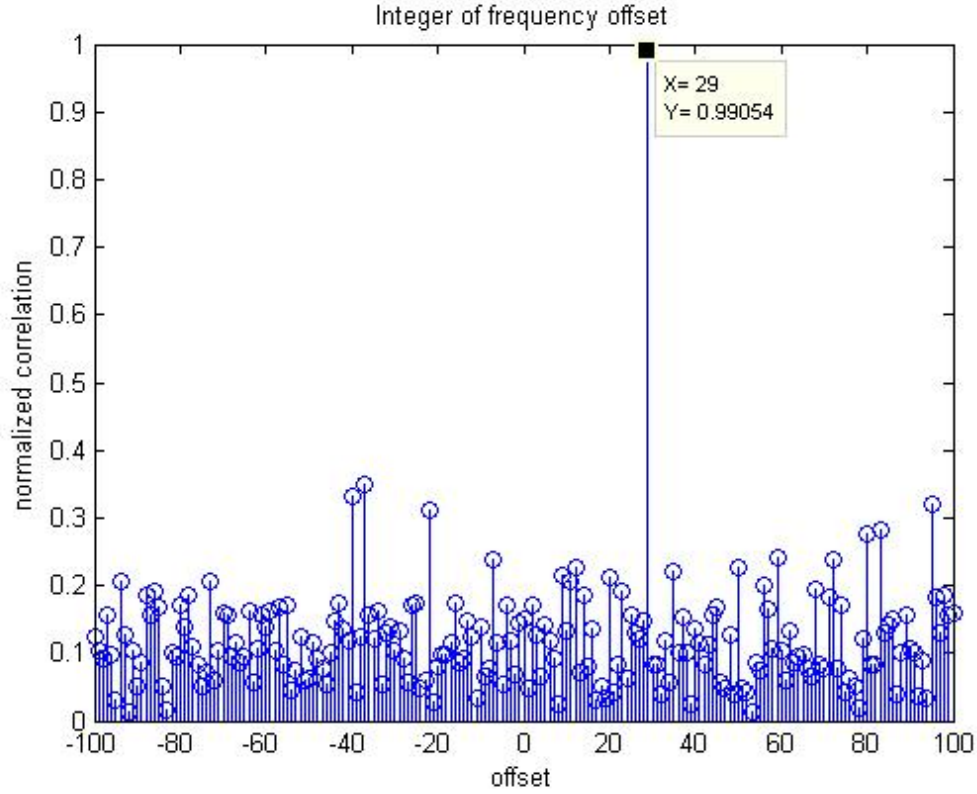


圖 4.7：利用交相關求出頻率整數偏移示意圖

4.2.2 頻率偏移小數部份同步

討論完頻率偏移整數的部份後，此小節要說明小數的部份將會造成什麼結果及如何求出小數部分的偏移量。在這裡假設時間符元同步，頻率偏移整數的部份也忽略($\varepsilon_i = 0$)，只考慮小數部份所造成的影響，如同(4.14)式，可以將訊號表示成下式：

$$r[n] = e^{j2\pi \frac{\varepsilon_f}{N} n} \sum_m c[m] \times e^{j2\pi \frac{m}{N} n} \quad (4.18)$$

$r[n]$ 為接收端收到的訊號，經過 FFT 轉換後，表示如下：

$$\begin{aligned} \hat{X}[k] &= \sum_{n=0}^{N-1} r[n] \cdot e^{-j2\pi \frac{k}{N} n} \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} c[m] \cdot e^{j2\pi \frac{m+\varepsilon_f}{N} n} \cdot e^{-j2\pi \frac{k}{N} n} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \sum_{m=0}^{N-1} c[m] \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j2\pi \frac{k-m-\varepsilon_f}{N} n} \\
&= c[k] \cdot \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi \frac{\varepsilon_f}{N} n} + \sum_{\substack{m=0 \\ m \neq k}}^{N-1} c[m] \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j2\pi \frac{k-m-\varepsilon_f}{N} n} \\
&= \alpha \cdot c[k] + ICI \text{ term}
\end{aligned} \tag{4.19}$$

由(4.19)式可以看到訊號分成了兩個部份，一個是有衰減增益的訊號本身；另一個是 ICI 干擾的部份。因為頻率偏移小數的部份，造成了 ICI 的干擾，使得子載波彼此之間不再有正交的特性，使得星狀圖無法辨識，而解碼錯誤。

故將小數部分的偏移修正補償回來是必須的，我們估測小數偏移的方法是採用最大相似演算法(Maximum Likelihood Algorithm)[12]，這個方法就是利用估測符元同步的方法而可以同時求出我們所要的小數偏移。當我們利用(4.1)式求得出時間符元的起始點，那一點也是循環字首 CP 剛好與符元末端重疊，自相關函數為最大值的時候，此時的相位部份，剛好就是頻率偏移小數的部份，以數學式子來說明。

當 $m = n_o$ 時，可以求得自相關的最大值，如下：

$$\begin{aligned}
z[n_o] &= \sum_{n=0}^{Ng-1} r[n - n_o] r^*[n - n_o - N] \\
&= \sum_{n=0}^{Ng-1} x[n - n_o] \cdot e^{j2\pi \frac{\hat{\varepsilon}}{N} (n - n_o)} x^*[n - n_o - N] \cdot e^{-j2\pi \frac{\hat{\varepsilon}}{N} (n - n_o - N)} \\
&= \sum_{n=0}^{Ng-1} x[n - n_o] x^*[n - n_o - N] \cdot e^{j2\pi \frac{\hat{\varepsilon}}{N} N} \\
&= \sum_{n=0}^{Ng-1} |x[n - n_o]|^2 \cdot e^{j2\pi \hat{\varepsilon}}
\end{aligned} \tag{4.20}$$

由(4.20)式可以看到 $|x[n - n_o]|^2$ 為一個實數訊號，相位角為 0，故由 $z[n_o]$ 的相位角

可以求得頻率偏移小數的部份，算法如下：

$$\begin{aligned} R(z[n_o]) &= 2\pi\hat{\varepsilon} = 2\pi(\varepsilon_i + \varepsilon_f) \quad (\text{Q } \varepsilon_i \text{ is a integer}) \\ &= 2\pi\varepsilon_f \end{aligned} \quad (4.21)$$

由(4.21)式可以求得頻率偏移小數的部份。

$$\varepsilon_f = \frac{1}{2\pi} R(z[n_o]) \quad (4.22)$$

4.3 通道估測與等化

在無線傳輸的技術下，要面臨問題有很多種，其中一種就是由傳送端發射訊號，在到達接收端之前經過的所有路徑，稱為通道效應(Channel effect)。所以在接收端處理完時間與頻率的同步後，再來就是要處理通道效應的估測與補償。在 DVB-T 系統中，除了連續性嚮導訊號外，還有一種是散佈性嚮導訊號(Scattered Pilots)，可以利用這些已知的訊號，來估測出傳送中所遭受到的通道響應(Channel response)。

這裡假設散佈性嚮導訊號為 X_p ，接收端在 FFT 轉換後的散佈性嚮導訊號為 Y_p ， H_p 與 W_p 分別為散佈性嚮導訊號的通道頻率響應和雜訊，可以將嚮導訊號上接收到的訊號表示如下：

$$Y_p = X_p H_p + W_p \quad (4.23)$$

$$\Rightarrow \begin{bmatrix} Y(k_{p1}) \\ Y(k_{p2}) \\ M \\ Y(k_{pN}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X(k_{p1}) & 0 & L & 0 \\ 0 & X(k_{p2}) & L & M \\ M & M & O & 0 \\ 0 & L & 0 & X(k_{pN}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} H(k_{p1}) \\ H(k_{p2}) \\ M \\ H(k_{pN}) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} W(k_{p1}) \\ W(k_{p2}) \\ M \\ W(k_{pN}) \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

其中 k_p 為散佈性嚮導訊號在 OFDM 符元內子載波的位置，可以參考 2.1.2 節。

我們的目的就是為了要求得(4.23)式中，嚮導訊號上的通道頻率響應 H_p ，目前常

用來估測 H_p 的方法有最小平方差(Least Square, LS)演算法、最小均方差(Least Mean Square, LMS)演算法、遞迴最小平方(Recursive Least Square, RLS)演算法這幾種方法。但是因為通道的快速變化造成LMS、RLS演算法無法有效追蹤上(Tracking)的限制，而且LS演算法又是三種演算法中，最有效可以抵抗通道快速衰減(Fast Fading)的方法，也是複雜度最低的，故我們採用了LS演算法來估測通道頻率響應，其原理說明如下：

$$Y = X \cdot H + W \quad (4.23)$$

假設 X 和 Y 是已知的訊號， H 和 W 為未知的訊號，目的是要找出估測值 \hat{H} 使得 $|Y - X \cdot \hat{H}|^2$ 的誤差能夠最小。

$X \cdot \hat{H}$ 為 X 矩陣行向量(Column Vector)的線性組合，要在 X 矩陣行向量所組成的行空間(Column Space)找到一組能使得 $|Y - X \cdot \hat{H}|^2$ 的誤差值為最小的 $X \cdot \hat{H}$ ，最好的選擇就是 Y 向量在 X 矩陣的行空間的正交投影(Orthogonal Projection)，也就是正交定理(Orthogonal Principle)，如圖 4.8 所示。

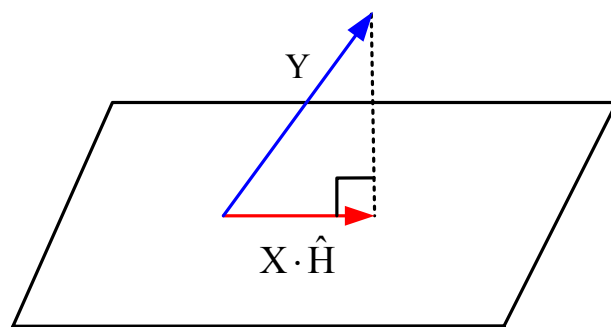


圖 4.8：正交投影定理示意圖

經過運算後我們可以得到 LS 的解為

$$\hat{H} = (X^H \cdot X)^{-1} \cdot X^H \cdot Y \quad (4.24)$$

由(4.24)式可以得到(4.23)式 LS 的解為

$$\hat{H}_p = (X_p^H \cdot X_p)^{-1} \cdot X_p^H \cdot Y_p \quad (4.25)$$

因為 X_p 為方陣，故存在反矩陣，可以將(4.25)式化簡如下[13]:

$$\begin{aligned}
 \hat{H}_p &= X_p^{-1} \cdot (X_p^H)^{-1} \cdot X_p^H \cdot Y_p = X_p^{-1} \cdot Y_p \\
 &= \begin{bmatrix} X(k_{p1}) & 0 & L & 0 \\ 0 & X(k_{p2}) & L & M \\ M & M & O & 0 \\ 0 & L & 0 & X(k_{pN}) \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} Y(k_{p1}) \\ Y(k_{p2}) \\ M \\ Y(k_{pN}) \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} \frac{Y(k_{p1})}{X(k_{p1})} \\ \frac{Y(k_{p2})}{X(k_{p2})} \\ M \\ \frac{Y(k_{pN})}{X(k_{pN})} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{H}(k_{p1}) \\ \hat{H}(k_{p2}) \\ M \\ \hat{H}(k_{pN}) \end{bmatrix} \quad (4.26)
 \end{aligned}$$

因此我們利用了 LS 演算法估測出連續性嚮導訊號上的通道頻率響應後，就可以利用內插法來求得其他資料位置上的通道頻率響應。內插法有分很多種，有一階、二階或是更高階的多項式算法，階數越高，估測出來的通道愈精準，但複雜度也相對的提升，而內插法還有分成一維空間和二維空間，一維空間是在頻率維度上做內插，而二維空間則是在時間維度(Time Domain)和頻率維度(Frequency Domain)上都內插。

4.3.1 一維線性內插法

首先，我們先介紹用複雜度較低的一階線性內插法算出其他位置的通道頻率響應，這個方法是在一個 OFDM 符元內就可以完成，方法如下:

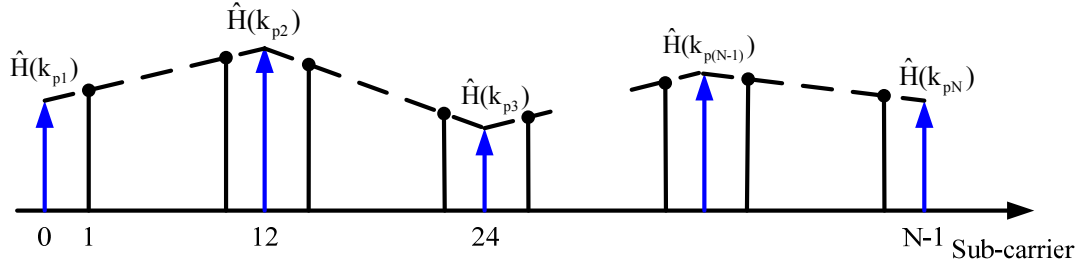


圖 4.9：一階線性內差法示意圖

因為散佈性嚮導訊號在一個 OFDM 符元的中，是以每隔 12 個子載波穿插擺入的，如圖 4.9 所示，故利用已經估測出來的通道響應 \hat{H}_p ，依照一階線性內插公式可以求得其他子載波上的通道響應，公式如下：

$$\hat{H}(k) = \hat{H}(k_p) + \frac{\hat{H}(k_p + 12) - \hat{H}(k_p)}{12} \cdot (k - k_p), \quad k_p < k < k_p + 12 \quad (4.27)$$

利用(4.27)式求出通道頻率響應之後，將求出的 \hat{H} 送到等化器，由接收到的訊號 Y 可以求出原來的傳送訊號 X。



4.3.2 二維線性內插法

因為在某些通道環境或是 SNR 較低的情況時，如果採用一階線性內插法的話，若通道變化太快，嚮導訊號的資訊太少，可能沒有辦法精確的估測到我們想要的通道，故採用二維一階線性內插法[14]來估測通道。

如圖 4.10，先在 OFDM 符元的時間維度上做一階線性內插，因為在時間維度上，每一個符元上散佈性嚮導訊號的位置都與前一個符元相差 3 個子載波的位置，而每隔四個符元，散佈性嚮導訊號的位置是相同的，故利用這個特性，將其他符元的通道響應用一階線性內插法估測出來。利用前後符元的散佈性嚮導訊號先來估測其中幾個非嚮導訊號的通道響應，這樣一來，在頻率維度上，就多了兩倍的已知資訊，可以用來估測出其他子載波上的通道頻率響應了。在時間維度上，估測通道響應的方法又可以分為兩種，一種是線性內插法，如圖 4.10；另一種是線性外插法，如圖 4.11。

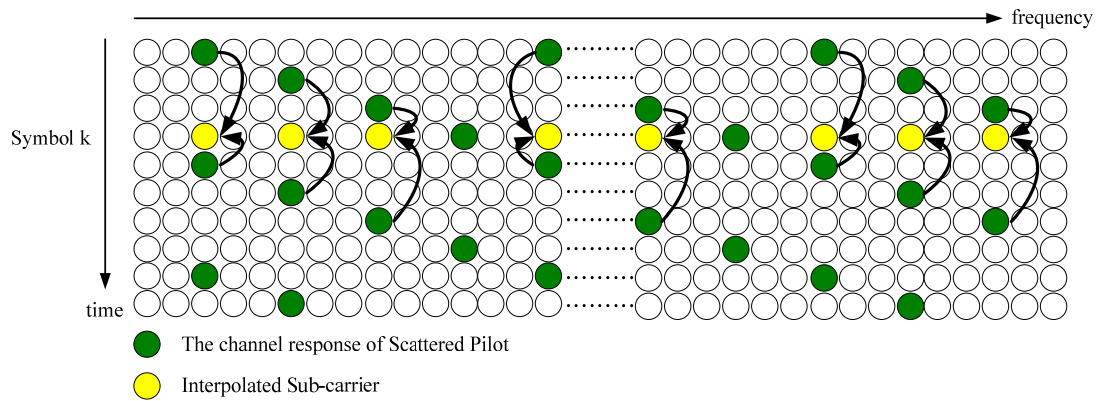


圖 4.10：時間維度線性內插法示意圖

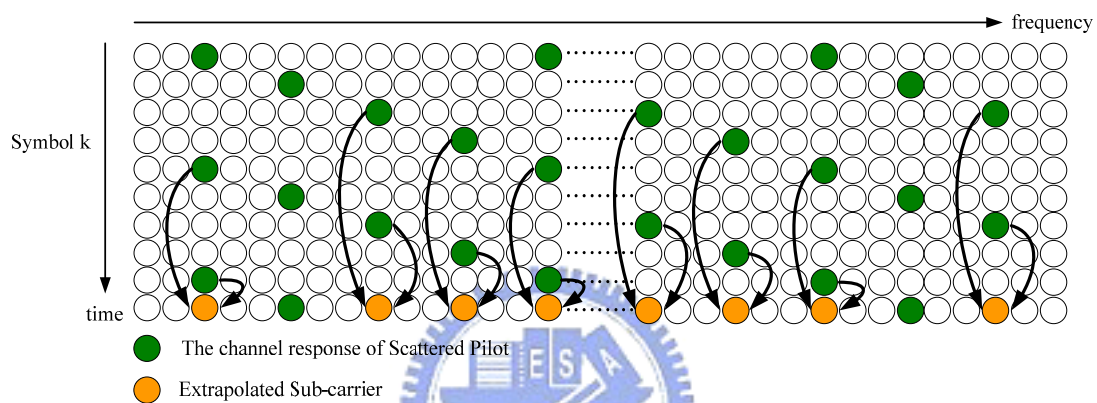


圖 4.11：時間維度線性外插法示意圖

在估測完時間維度上的通道響應後，頻率維度上的通道估測就簡單許多，在一個 OFDM 符元內，每隔 3 個子載波就有通道響應的存在，利用從時間維度估測出來的通道響應來內插出中間子載波的通道響應，如圖 4.12。

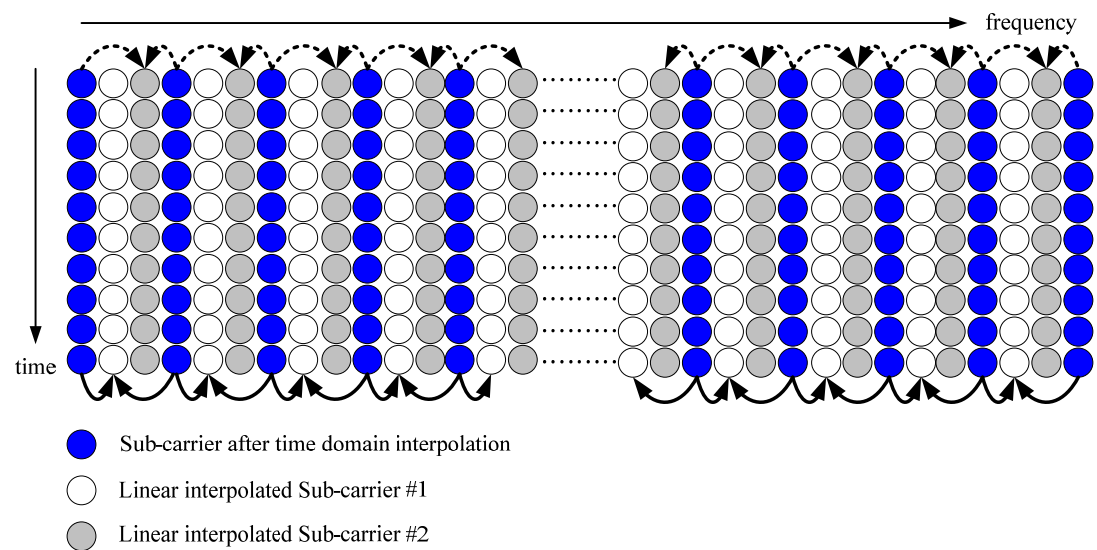


圖 4.12：頻率維度線性內插法示意圖

可以利用以下這個公式，將其他子載波位置的通道頻率響應求出來，公式如下：

Sub-carrier #1:

$$H(k) = \left(\frac{2}{3}\right) \times H(3m) + \left(\frac{1}{3}\right) \times H(3(m+1)), \quad 3m < k < 3m+1 \quad (4.28)$$

Sub-carrier #2:

$$H(k) = \left(\frac{1}{3}\right) \times H(3m) + \left(\frac{2}{3}\right) \times H(3(m+1)), \quad 3m < k < 3m+1 \quad (4.29)$$

如此一來，就可以將所有子載波的通道頻率響應求出來，將求出來的通道頻率響應和接收到的訊號一起送入等化器，就可以得到原來載在子載波上的資料。而使用二維線性內插法估測出來的通道頻率響應會比一維線性內插法估測出來的準確，資料的錯誤率下降許多，但是相對的，複雜度也提升了不少。在做完通道估測與等化後，就可以將還原出來的資料進行通道解碼了。



第五章 DVB-T 接收機設計與軟體實現

本章說明如何將實際以天線接收的 DVB-T 訊號，並利用訊號擷取卡儲存的訊號，設計了一個接收機並利用軟體實際的去模擬這個訊號，最後解碼出原始的電視訊號，再利用電腦內的播放軟體播放出來。這一章主要分為三大部份，如圖 5.1 所示，DVB-T 的訊號要先經過數位前端的處理，然後對訊號做同步，最後再做通道編碼，把訊號還原成 MPEG-2 TS 的檔案格式。

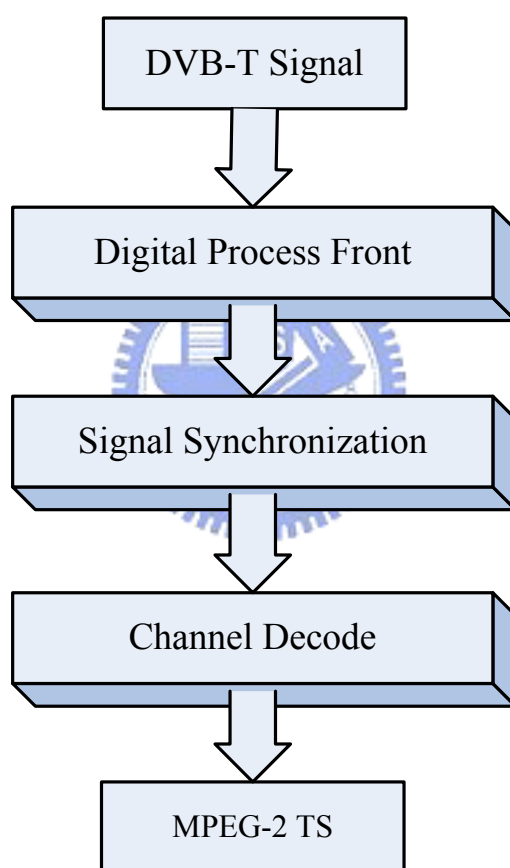


圖 5.1：接收機主要步驟流程圖

我們從數位電視盒中頻訊號的部份，用訊號擷取卡 NI-5122 將訊號取樣出來並儲存於電腦的檔案[15]，利用這個檔案去分析在實際通道和環境的影響下，訊號同步的方法和通道解碼的能力，將訊號還原並播放出來，並希望能夠進一步的去分析，實際行動(Mobility)接收下來的訊號，都卜勒效應(Doppler Effect)和通道路徑因行動而快速變化所帶來的影響，並嘗試解決這些效應及干擾。

5.1 數位處理前端

這個小節主要是說明如何從中頻訊號中，用取樣頻率 20 MS/s 去取樣出來的訊號，將其的取樣頻率調整成 DVB-T 系統標準規定的 $\frac{48}{7}$ MS/s，並將訊號的 I/Q 調變解調成原來的基頻訊號，才能做訊號同步的工作。

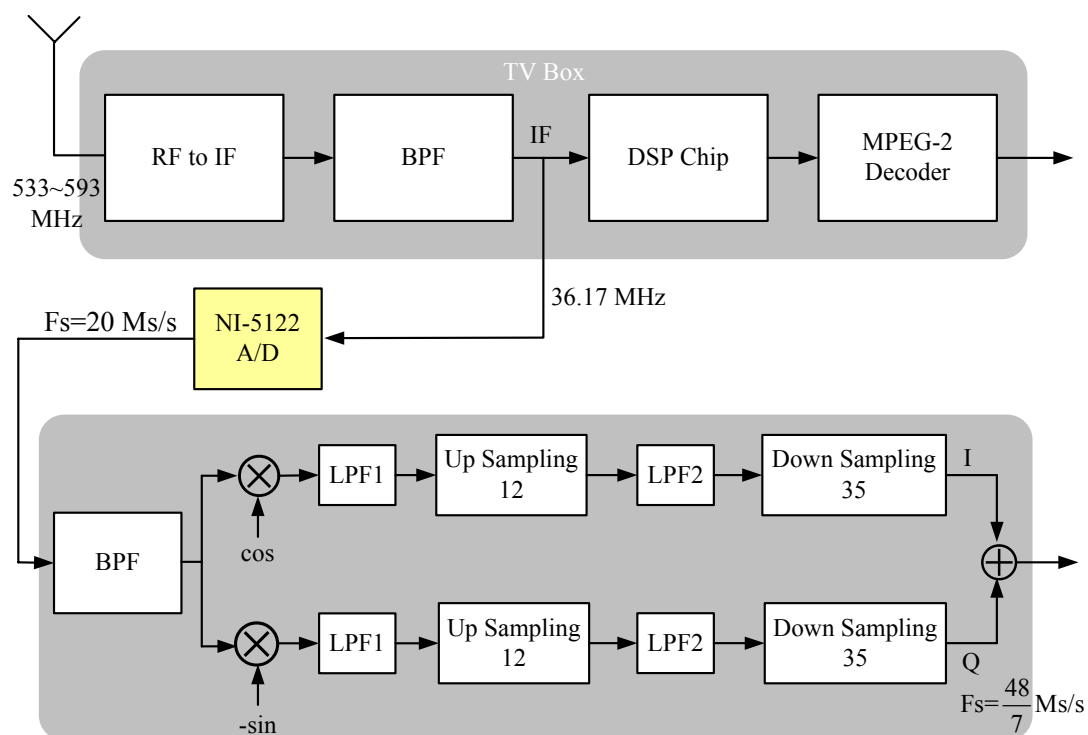


圖 5.2：數位處理前端示意圖

從擷取卡 NI-5122 取樣中頻 36.17 MHz 的訊號，如圖 5.2 所示，為取樣後中頻訊號的頻譜圖，中心頻率大約在 0.385π ，我們設計了一個帶通濾波器(Band-pass

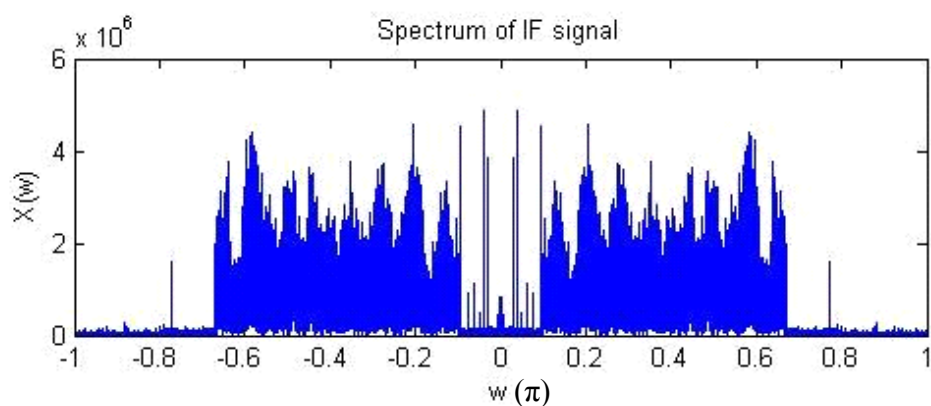


圖 5.3：中頻訊號頻譜示意圖

filter)，將週遭的雜訊濾除，圖 5.4 為帶通濾波器的振幅響應。經過帶通濾波器的中頻訊號頻譜如圖 5.5。

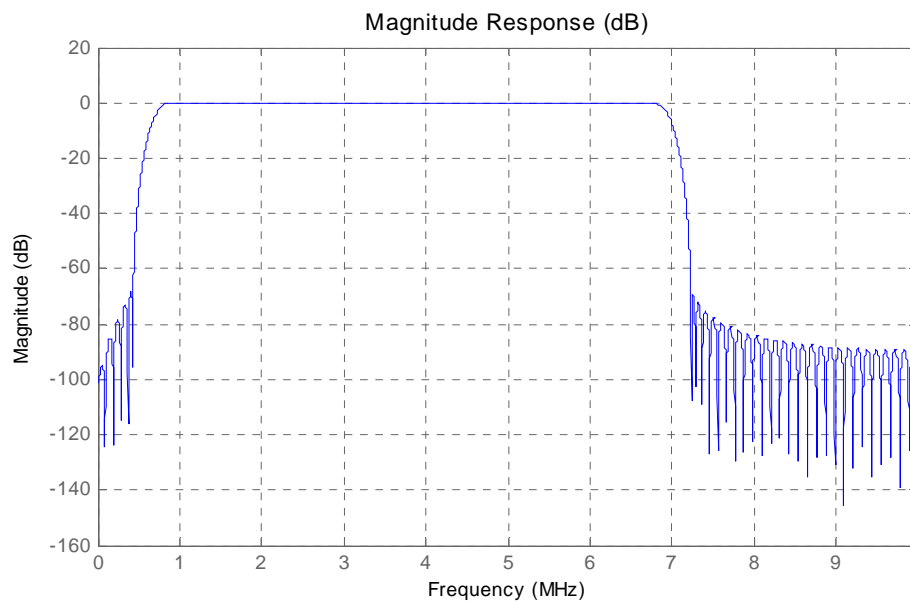


圖 5.4：帶通濾波器振幅響應示意圖

表 5.1：帶通濾波器參數設定

Frequency Specifications(MHz)		Magnitude Specifications(dB)	
Fs	20	A stop1	70
F stop1	0.43	A pass	1
F pass1	0.93	A stop2	70
F pass2	6.73		
Fstop1	7.23		

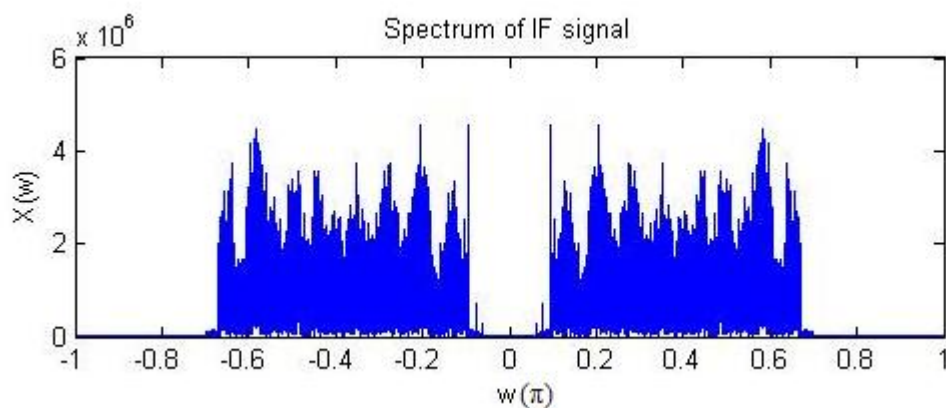


圖 5.5：經過帶通濾波器之中頻訊號頻譜示意圖

在做完濾波器的步驟後，我們要將訊號還原為 I/Q 調變訊號，因為現在的訊號為

實數傳送，如下數學式子：

$$\begin{aligned} s(t) &= \text{Re}\{x(t) \cdot e^{j2\pi f_c t}\} \\ &= \text{Re}\{(x_r(t) + x_i(t)) \cdot e^{j2\pi f_c t}\} \\ &= x_r(t) \cdot \cos(2\pi f_c t) - x_i(t) \cdot \sin(2\pi f_c t) \end{aligned} \quad (5.1)$$

故將實數訊號 $s(t)$ 分別乘上 $\cos(2\pi f_c t)$ 和 $-\sin(2\pi f_c t)$ 將 I/Q 調變訊號還原，可以

藉由下面的運算得到：

實數部份(Real)：

$$\begin{aligned} &s(t) \cdot \cos(2\pi f_c t) \\ &= (x_r(t) \cdot \cos(2\pi f_c t) - x_i(t) \cdot \sin(2\pi f_c t)) \cdot \cos(2\pi f_c t) \\ &= \frac{1}{2} x_r(t) + \frac{1}{2} (x_r(t) \cdot \cos(4\pi f_c t) - x_i(t) \cdot \sin(4\pi f_c t)) \end{aligned} \quad (5.2)$$

再將訊號經過一個低通濾波器(Low-pass filter)，將高頻成分濾除，就可以得到我們要的 I 成份。此外，虛數部分也是如此，將實數訊號 $s(t)$ 乘上 $-\sin(2\pi f_c t)$ 經過低通濾波器，就可以得到 Q 成份。

虛數部份(Imag)：

$$\begin{aligned} &s(t) \cdot -\sin(2\pi f_c t) \\ &= (x_r(t) \cdot \cos(2\pi f_c t) - x_i(t) \cdot \sin(2\pi f_c t)) \cdot (-\sin(2\pi f_c t)) \\ &= \frac{1}{2} x_i(t) - \frac{1}{2} (x_r(t) \cdot \sin(4\pi f_c t) + x_i(t) \cdot \cos(4\pi f_c t)) \end{aligned} \quad (5.3)$$

5.6 為(5.2)式與(5.3)式之 I/Q 訊號頻譜。

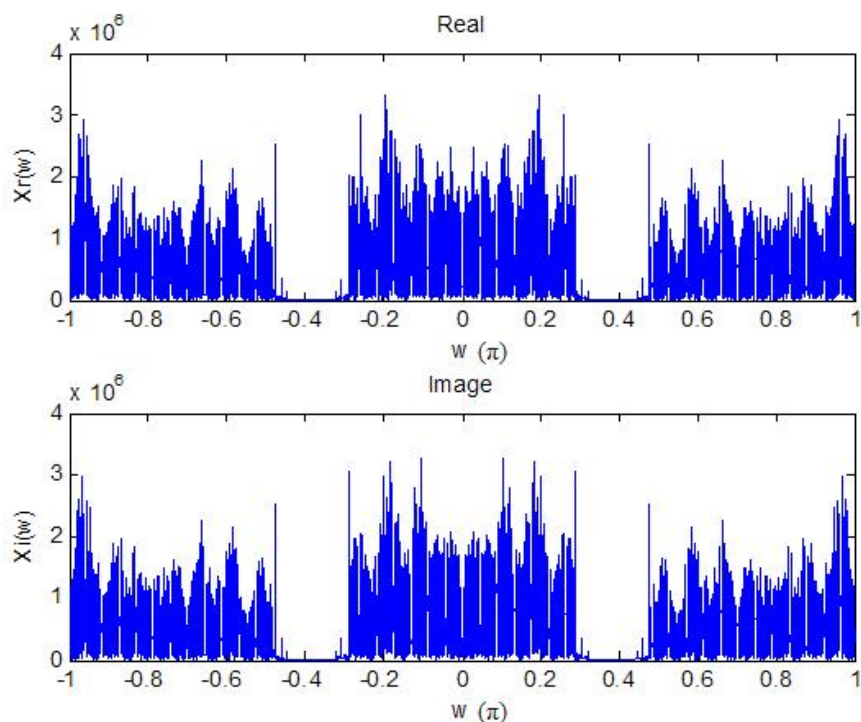


圖 5.6：I/Q 訊號頻譜示意圖

為了要將(5.2)式訊號高頻的部份捨棄，所以設計了一個低通濾波器(LPF1)，因為台灣數位電視地面廣播的訊號頻寬為 5.71 MHz，也就是圖(5.4)訊號低頻的部份，將濾波器的 Pass-band 設定在 3 MHz，Stop-band 的部份則是 4.6 MHz，低通濾波器的振幅響應及參數設定如圖 5.7 所示。

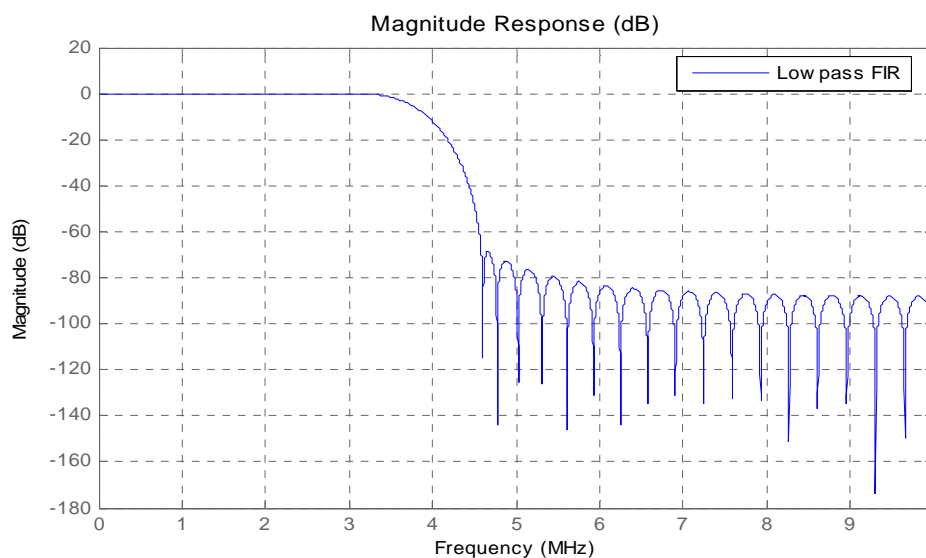


圖 5.7：低通濾波器(LPF1)振幅響應示意圖

表 5.2：低通濾波器(LPF1)參數設定

Frequency Specifications(MHz)		Magnitude Specifications(dB)	
Fs	20	A pass	1
F pass	3	A stop	70
F stop	4.6		

圖 5.8 為(5.2)式訊號經過低通濾波器後，留下的基頻 I/Q 訊號。

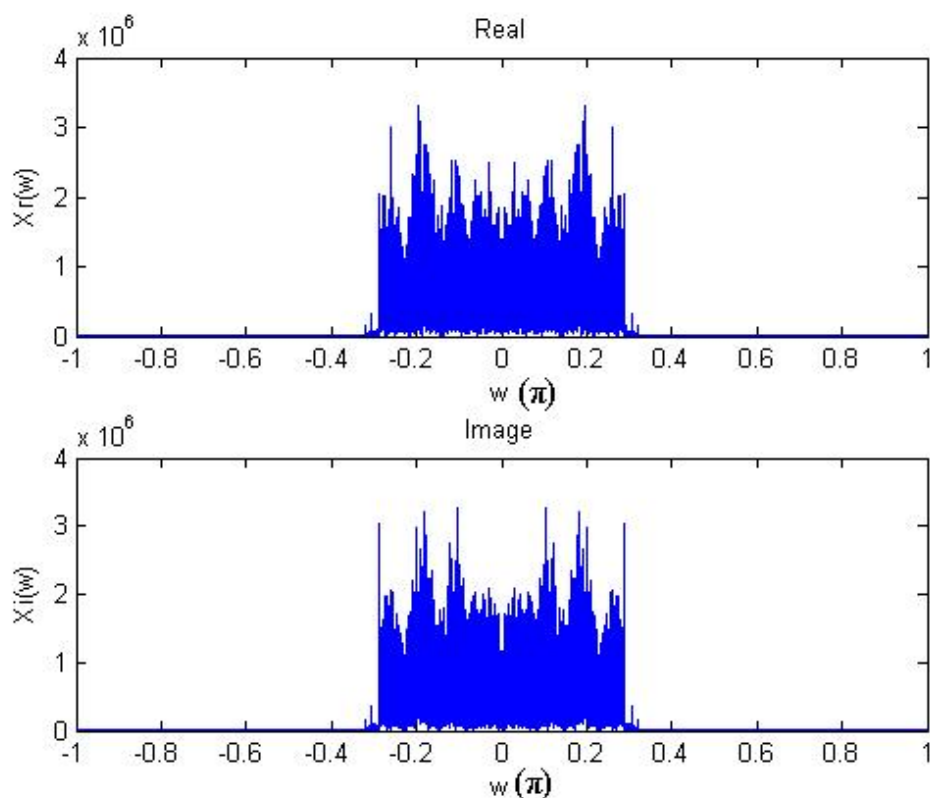


圖 5.8：經過低通濾波器(LPF1)之 I/Q 訊號頻譜示意圖

得到 I/Q 訊號後，我們將對取樣頻率做轉換[16]，由於 DVB-T 系統的取樣頻率為 $\frac{48}{7}$ MHz，故將用 20 Ms/s 取樣的中頻訊號先升頻(Up Sampling)12 倍，此時訊號的取樣頻率變為 240 Ms/s，為了避免降頻而產生頻譜重疊(Aliasing)的效應，設計了一個 Stop-band 為 3.42 MHz($\cong \frac{120 \text{ MHz}}{35}$)的低通濾波器(LPF2)，如圖 5.9 所示。

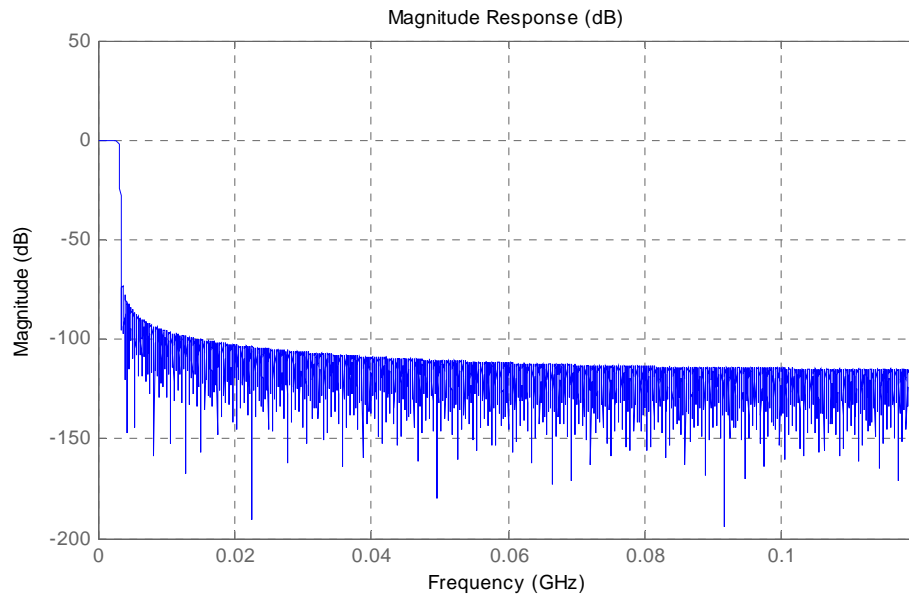


圖 5.9 :低通濾波器(LPF2)振幅響應示意圖

表 5.3：低通濾波器(LPF2)參數設定

Frequency Specifications(MHz)		Magnitude Specifications(dB)	
Fs	240	A pass	1
F pass	2.9	A stop	70
F stop	3.42		

將升頻後的訊號經過低通濾波器(LP2)後，再將訊號的取樣頻率降低 35 倍，就可以剛好符合 DVB-T 規格標準的 $\frac{48}{7}$ MHz($= 20Ms/s \times \frac{12}{35}$)，做完取樣頻率轉換的基頻訊號如圖 5.10 所示，得到基頻訊號後，就可以開始做訊號同步的步驟了。

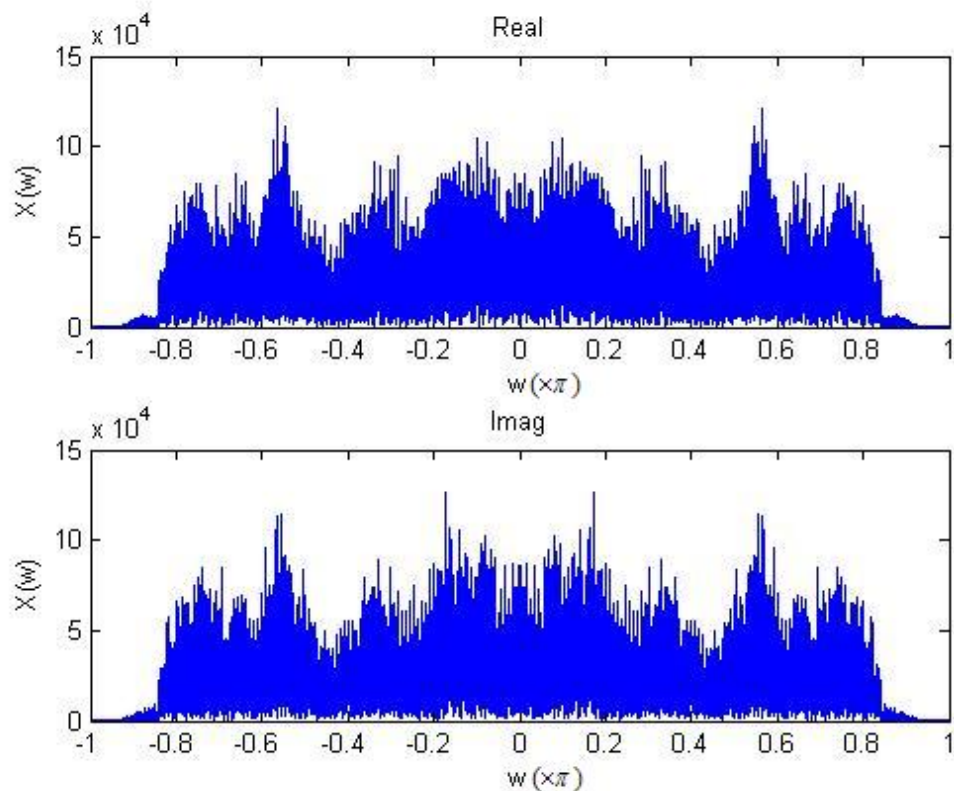


圖 5.10 : DVB-T 系統 I/Q 基頻訊號頻譜示意圖

5.2 基頻訊號同步與解調

由前一節將中頻訊號轉換為基頻訊號後，將 I/Q 基頻訊號相加成複數訊號，這一節我們將利用第四章介紹的方法，對這個基頻複數訊號做同步與解調，如圖 5.11。

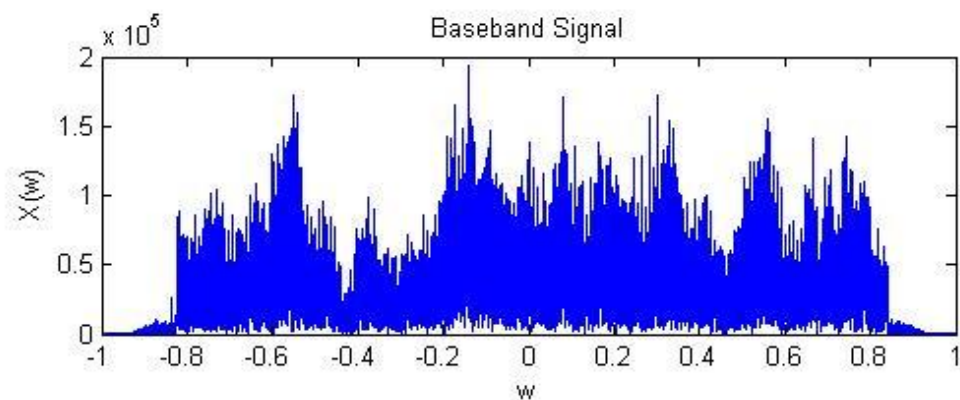


圖 5.11 : DVB-T 系統基頻複數訊號頻譜示意圖

基頻訊號同步可以分成 FFT 轉換前(Pre-FFT)和後(Post-FFT)來處理。在 FFT 轉換前，會先做傳輸模式的偵測，再來就是時間符元與頻率小數偏移的同步，如圖 5.12。

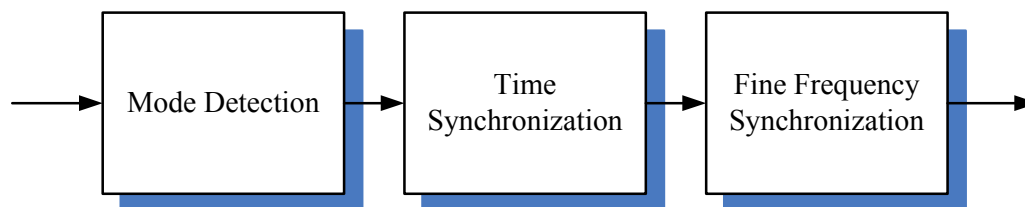


圖 5.12 : Pre-FFT 訊號同步流程示意圖

做完這些同步後，訊號經過 FFT 的轉換，做頻率整數偏移同步的部份還有通道估測與補償。圖 5.13 為 FFT 轉換後，訊號同步的流程。

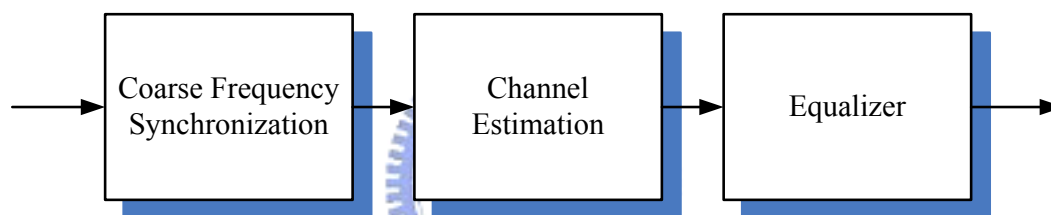


圖 5.13 : Post-FFT 訊號同步流程示意圖

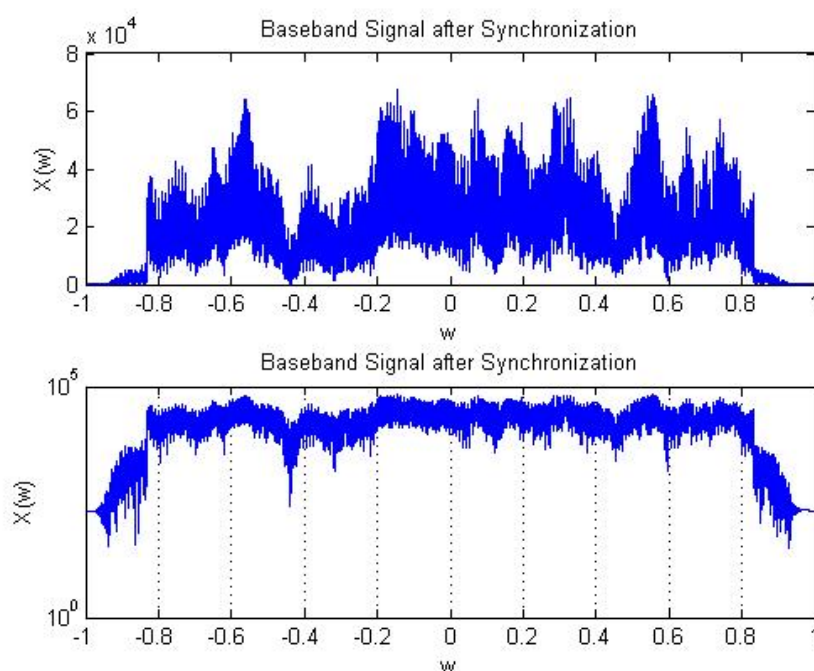


圖 5.14 : 完成同步後訊號頻譜示意圖

圖 5.14 為完成時間和頻率同步的訊號頻譜。頻率整數同步完成後，其星狀圖還是受到通道效應的影響，看不出明顯的星團，是使用何種調變方式，如圖 5.15。

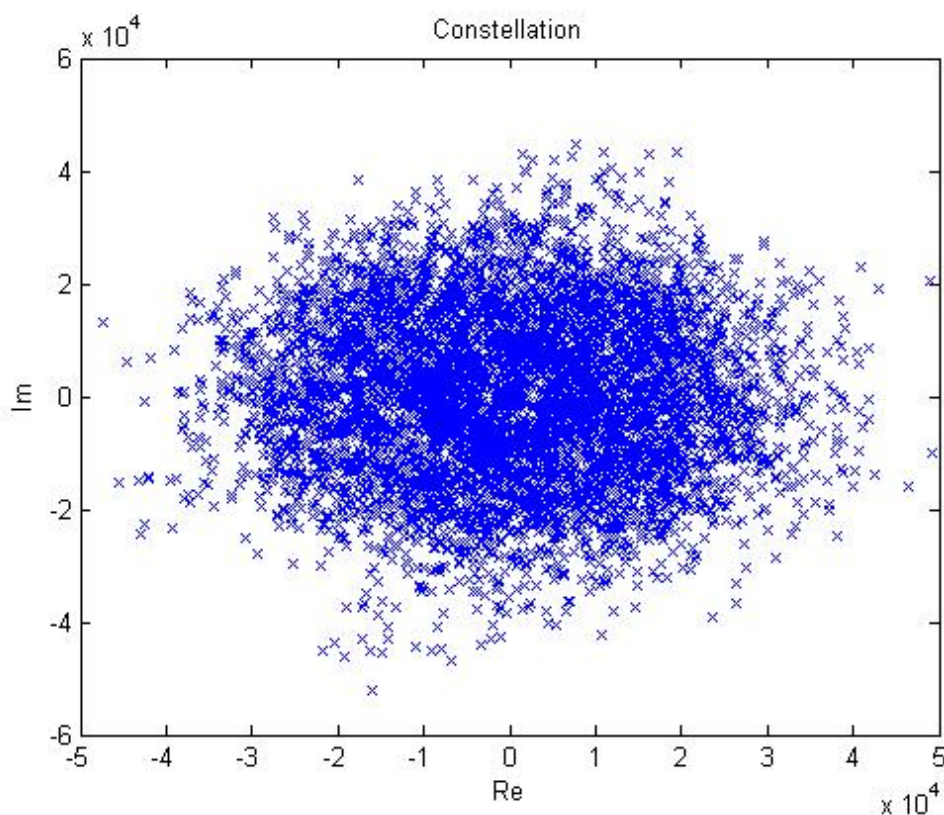


圖 5.15 : Post-FFT 已做完訊號同步之星狀圖

這裡我們採用第四章所介紹的 LS 演算法，藉由散佈性嚮導訊號去估測通道頻率響應。因為我們不知道一開始 OFDM 符元的散佈性嚮導訊號子載波的位置，而散佈性嚮導訊號是每隔 12 點擺放一次的，能量又比其他訊號強，所以我們先計算起始位置為 0、3、6 和 9 的能量加總，能量最大的，即為散佈性嚮導訊號的位置。如此一來，就可以輕易的得知散佈性嚮導訊號的子載波分配位置，然後利用散佈性嚮導訊號去估測通道頻率響應。

在估測通道頻率響應前，可以先把訊號沒有用的部份先捨棄，也就是在傳送端，子載波是分配為 0 的位置可以不用計算。故訊號的資料量從 8192 個複數訊號降低為 6817 個，如圖 5.16 所示。

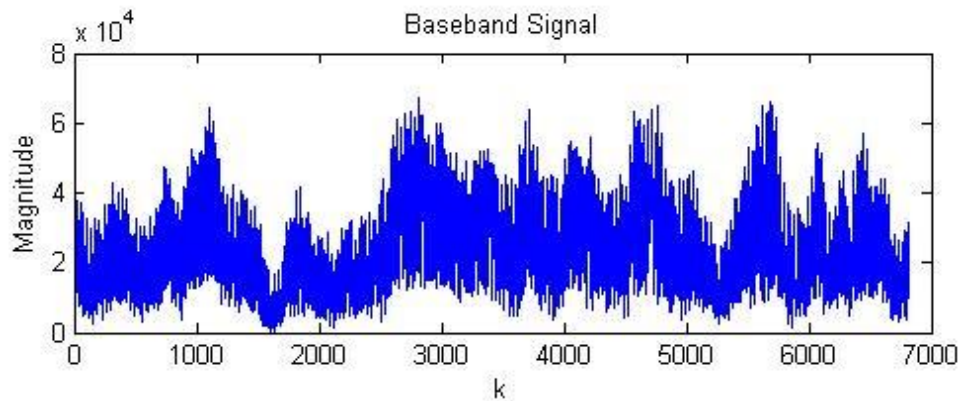


圖 5.16：6817 個複數訊號

我們利用已知的散佈性嚮導訊號，經過 LS 演算法後，可以得到嚮導訊號上的通道頻率響應，先利用一維線性內插法，將其他子載波上的通道頻率響應求出來，如圖 5.17 即為利用一維線性內插法求得的通道頻率響應。

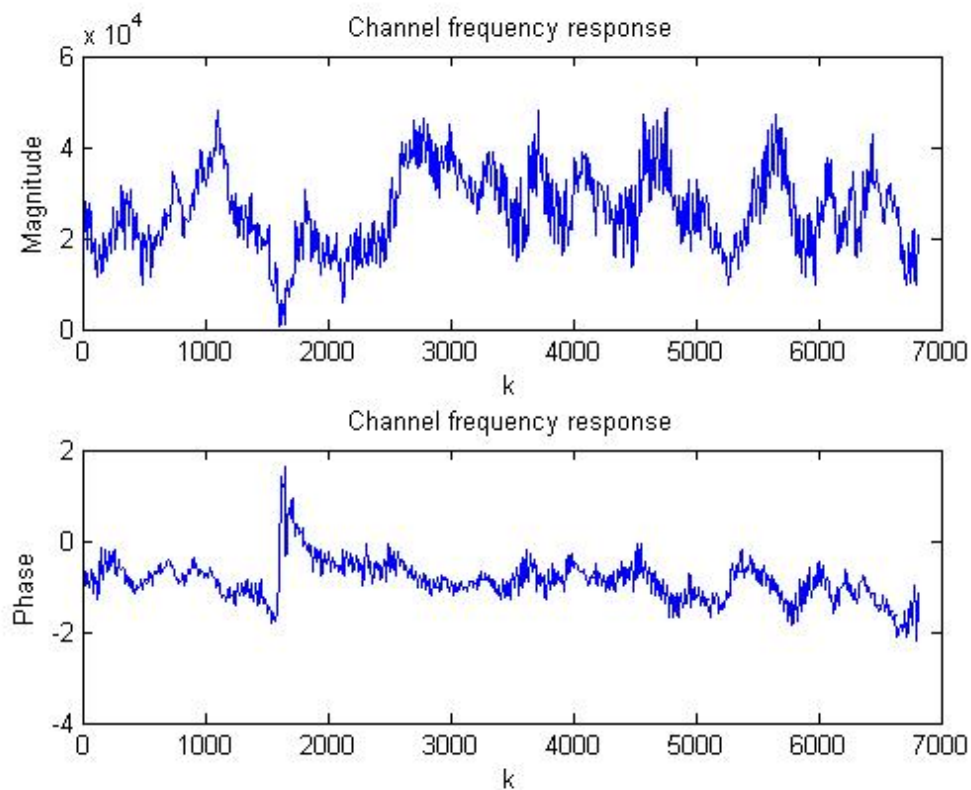


圖 5.17：通道頻率響應

在求出通道頻率響應 $H[k]$ 後，可以將其作 IFFT 反轉換，可以得到通道脈衝響應(Channel Impulse Response) $h[n]$ ，如圖 5.18。

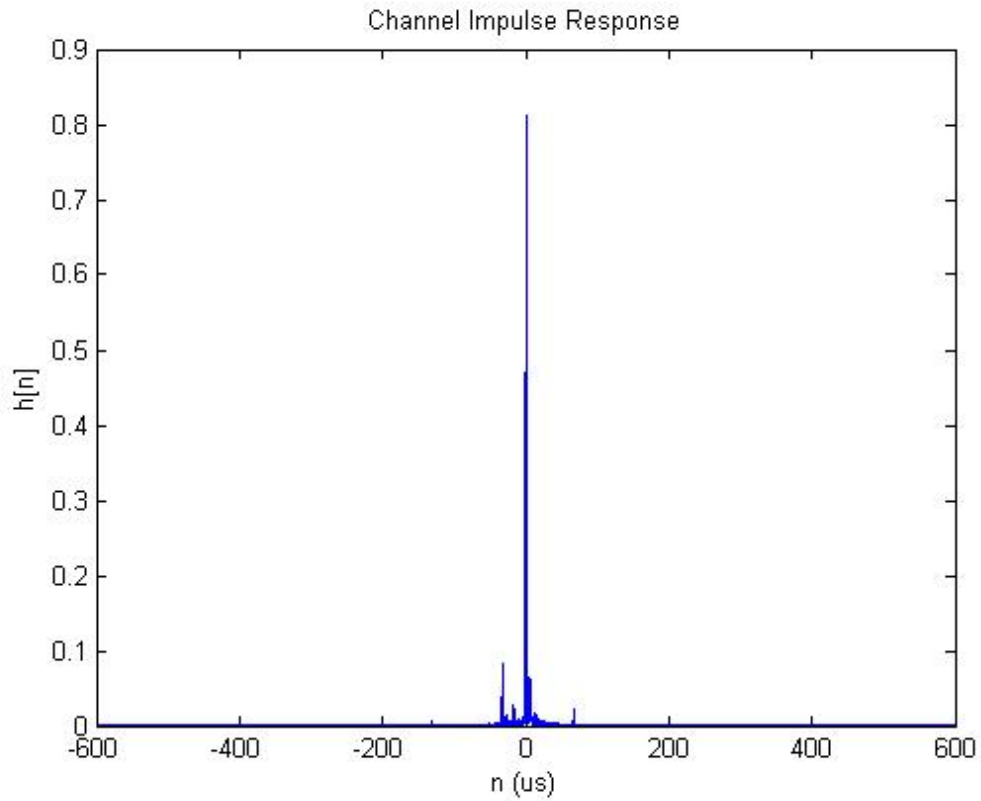


圖 5.18：通道脈衝響應

通道頻率效應估測出來後，就可以對基頻訊號做通道響應的補償與等化，等化後的訊號振幅大小如圖 5.19。從星狀圖來看，可以很明顯的看出 16 個聚集的星團，也就是 16-QAM 調變，如圖 5.20。

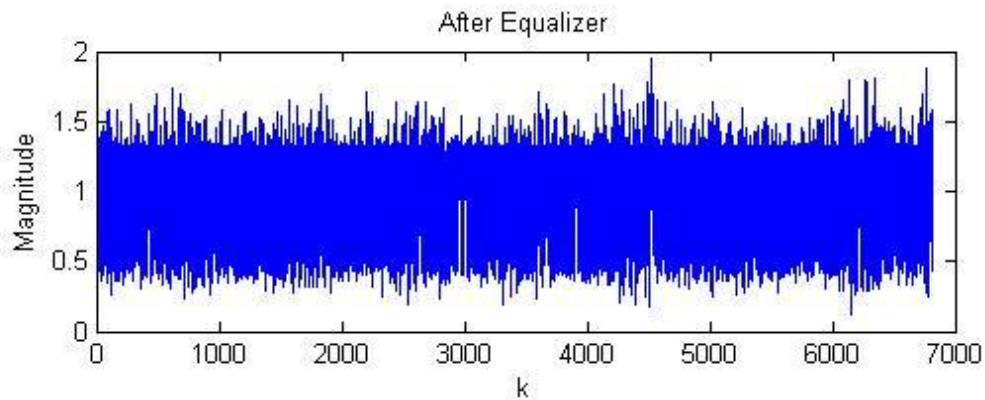


圖 5.19：等化後，訊號之振幅響應示意圖

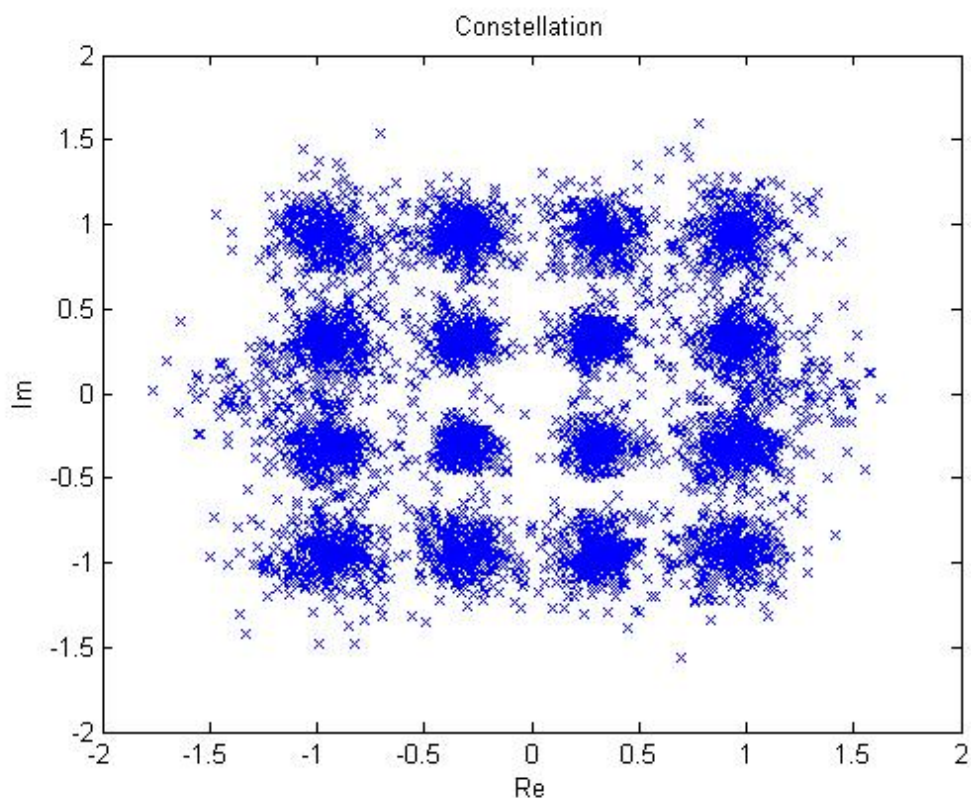


圖 5.20：等化後，訊號之星狀圖

在圖 5.20 中的 6817 個複數訊號，包含了 68 個位在 ± 1 附近的傳輸參數訊號 (TPS)，還有 701 個位在 $\pm \frac{4}{3}$ 附近的嚮導訊號，如圖 5.21 所示。

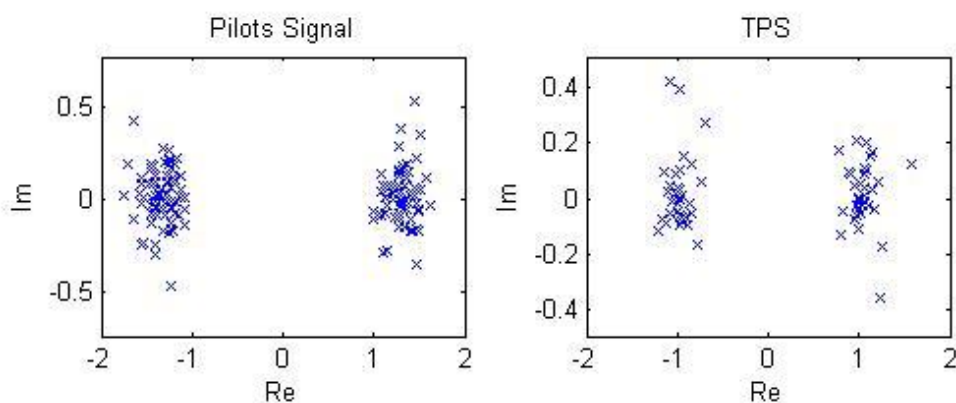


圖 5.21：嚮導訊號及 TPS 星狀位置圖

將這些嚮導訊號移除後，剩下 6048 個複數訊號就是真正的資料訊號了。在做完訊號同步後，得到了在經過通道前，子載波上的複數資料，所以我們可以開始進行通道解碼的動作了。

再來，使用二維線性內插法去估測通道頻率響應，可以由圖 5.22 看出星團更加集中，各個星團比用一維線性內插更為明顯。

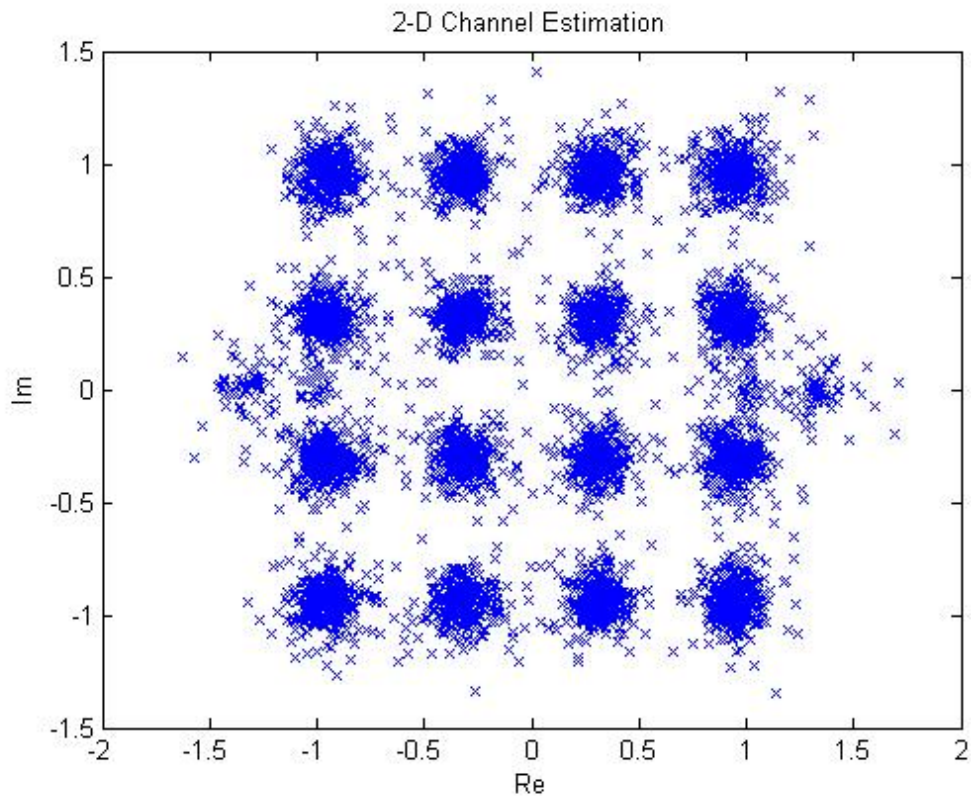


圖 5.22：使用二維線性內插法等化後訊號之星狀圖

圖 5.20 和圖 5.22 都是在靜態時所接收的數位電視訊號，可以比較出圖 5.22 有較好的解析度。接下來可以用由行動接收下來的數位電視訊號去做比較，圖 5.23 和圖 5.24 是在時速 40 km 下所接收到的數位電視訊號，圖 5.23 的通道響應是用一維線性內插法去估測的，圖 5.24 則是用二維線性內插法，可以看出用二維線性內插法有較好的辨識度。接著在時速 60 km 下，一樣對接收下來的數位電視訊號的通道頻率響應做一維和二維線性內插法，等化後的結果如圖 5.25 與圖 5.26 所示，使用二維線性內插法的星狀圖，相較之下，解析度好上許多。

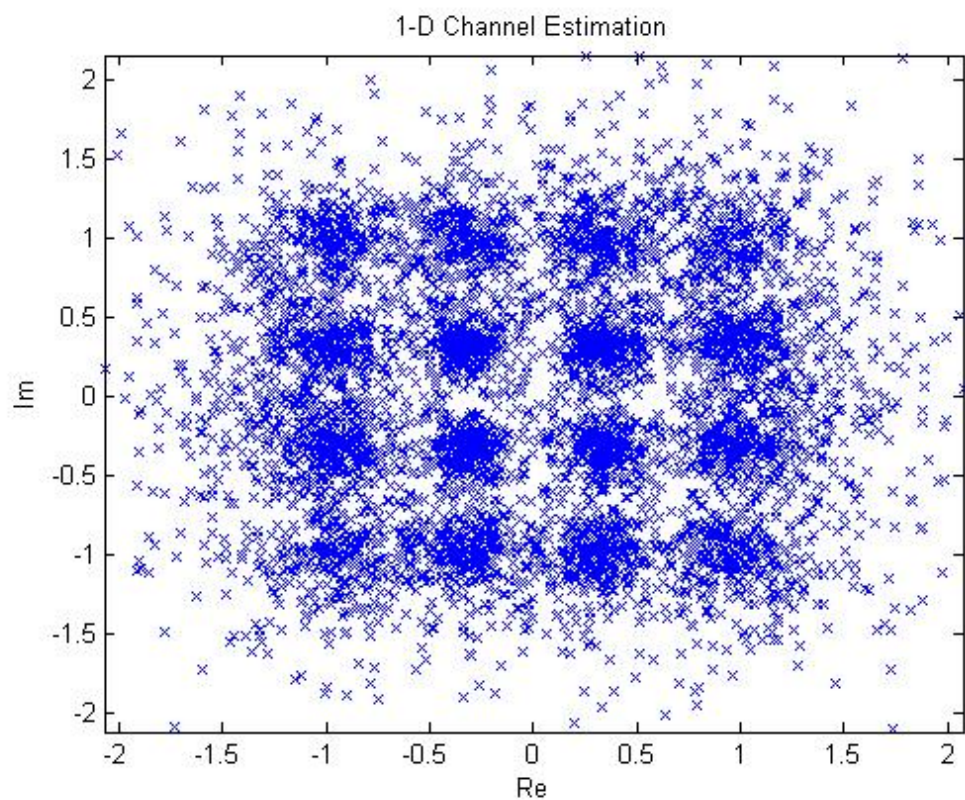


圖 5.23：時速 40km 下使用一維線性內插法等化後訊號之星狀圖

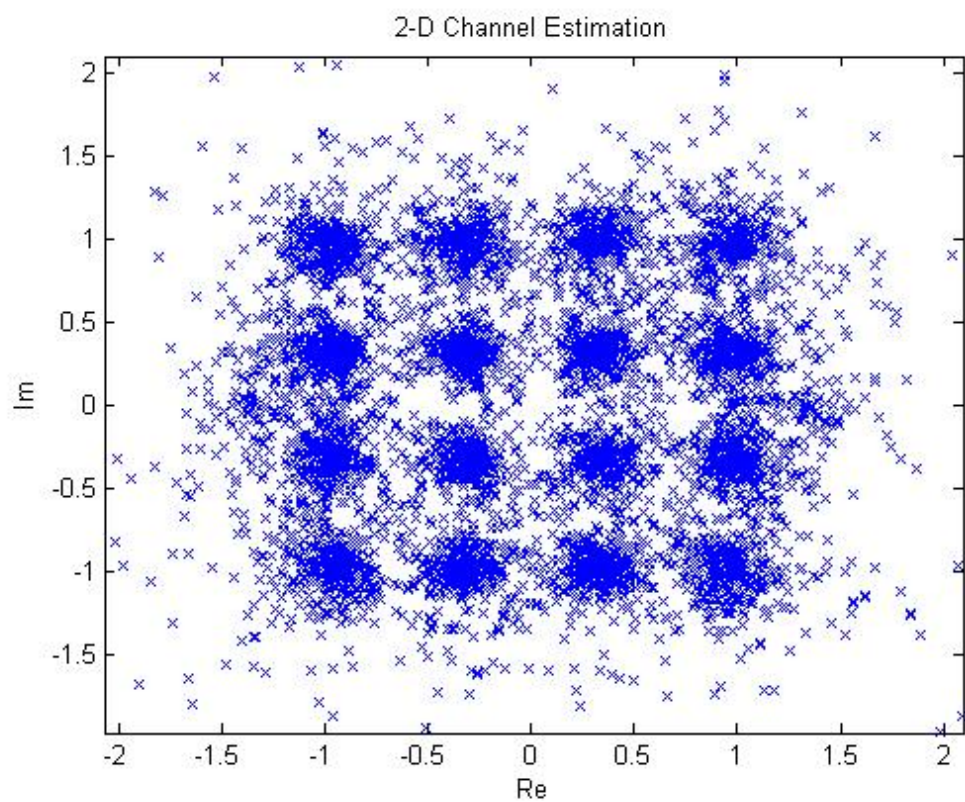


圖 5.24：時速 40km 下使用二維線性內插法等化後訊號之星狀圖

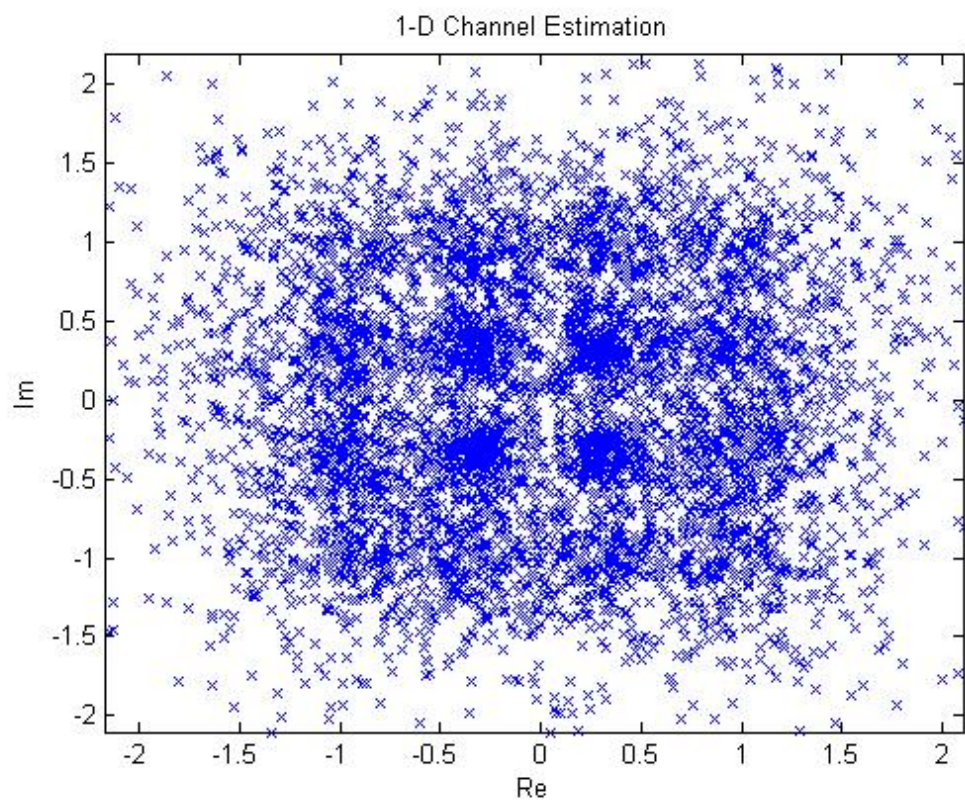


圖 5.25：時速 60km 下使用一維線性內插法等化後訊號之星狀圖

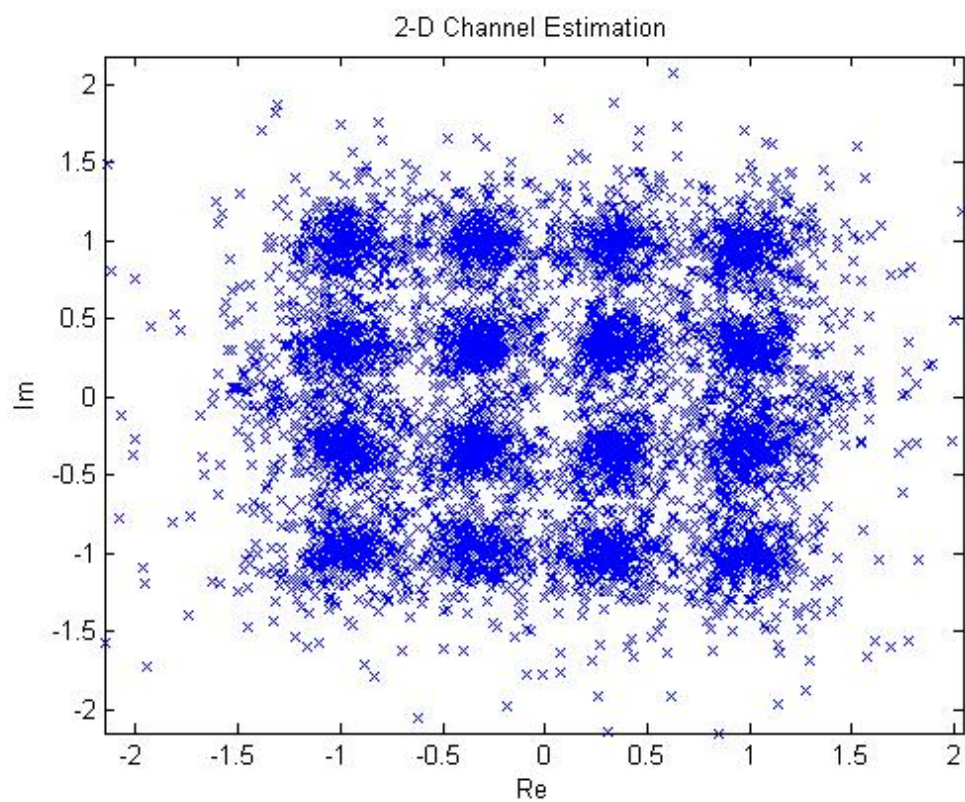


圖 5.26：時速 60km 下使用二維線性內插法等化後訊號之星狀圖

5.3 通道解碼

這一節主要就是要把經過通道並已經做完訊號同步的資料，將其依照通道編碼的順序，反向的解碼回去，並利用錯誤更正碼的更正能力，將訊號在經過通道時所造成的錯誤，更正回來，解碼流程如圖 5.27 所示。

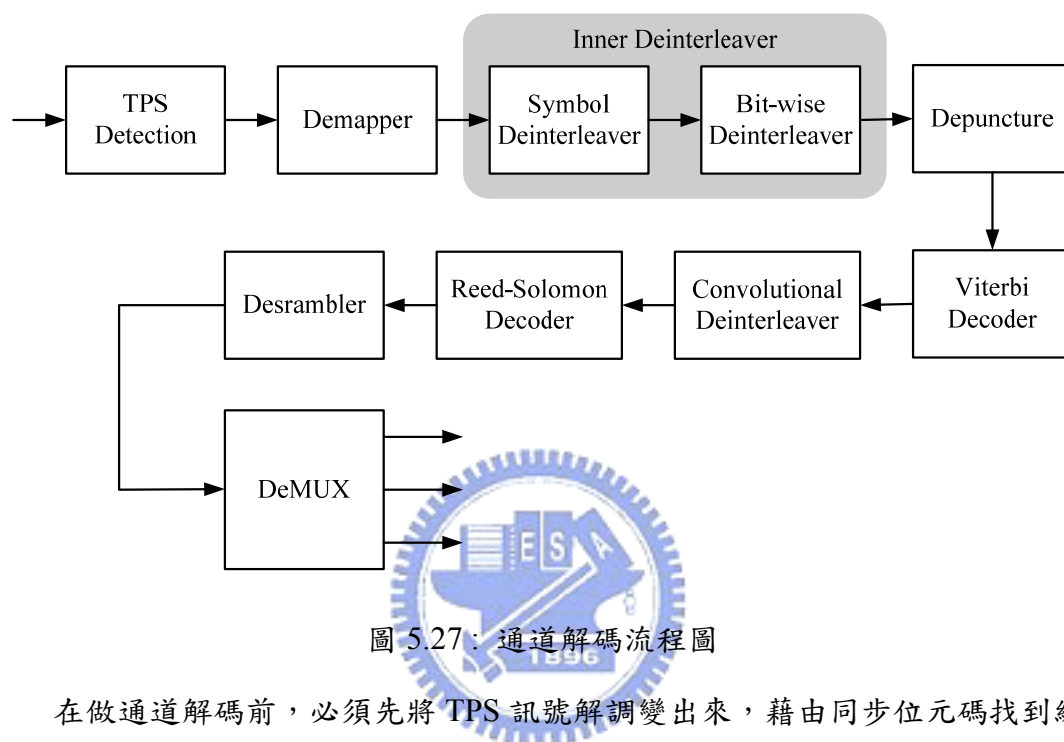


圖 5.27：通道解碼流程圖

在做通道解碼前，必須先將 TPS 訊號解調變出來，藉由同步位元碼找到編號為 0 的訊框，並從中得知傳送端所使用的傳輸參數，如保護區間的大小、碼率、調變等，TPS 訊號總共有 68 個位元，如圖 5.28，每一部分的位元分別傳

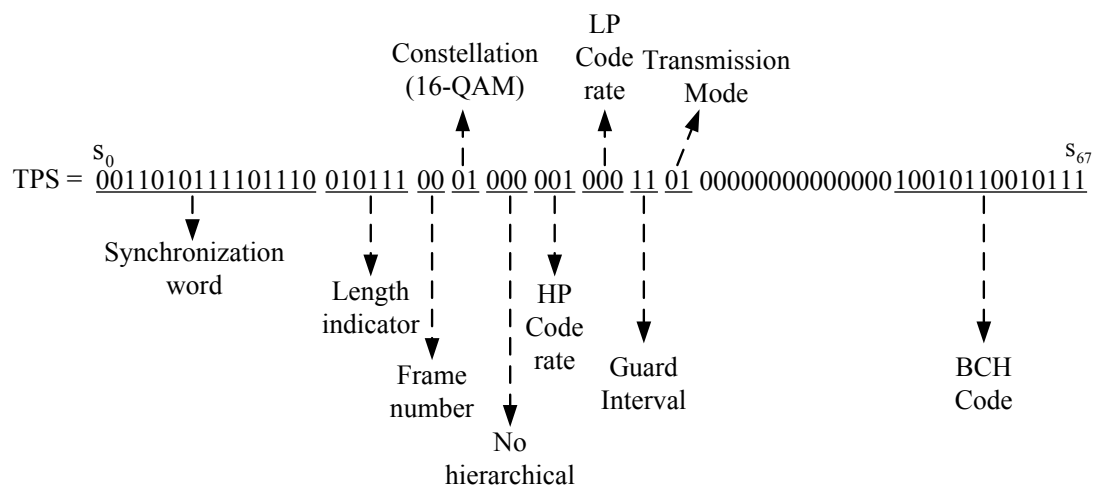


圖 5.28：TPS 訊號格式

達著不同的資訊，利用這些參數的資訊，以便做接下來的通道解碼。

在得知 TPS 訊號所傳輸的參數資訊後，將 6048 個複數訊號做反映射 (Demapping) 的步驟，因為是採用 16-QAM 的調變方式，故每一個複數訊號都會還原為 4 個二進位(Binary)的位元資料。

在將複數訊號還原後，接下來要對訊號做內部解交錯的動作，內部解交錯又可以分為兩個步驟，一個是符元解交錯器，另一個是位元解錯器。符元解交錯器是以每一個複數訊號為單位，也就是每 4 個二進位的位元資料為一組，在一個 OFDM 符元內，做符元解交錯的步驟。根據本論文 3.6.2 節的介紹，只要確定 OFDM 符元在訊框內的符元編號是奇數(Odd)還是偶數(Even)，就可以利用置換函數 $H(q)$ ，將 OFDM 符元內每一個資料的位置還原，置換方式如下：

編號為偶數 OFDM 符元：

$$y'_q = y_{H(q)}, q = 0, L, N_{\max} - 1 \quad (5.4)$$

編號為奇數 OFDM 符元：

$$y'_{H(q)} = y_q, q = 0, L, N_{\max} - 1 \quad (5.5)$$

做完符元解交錯後，接著要做位元解交錯。根據本論文 3.6.1 節的介紹，8K 模式中，位元交錯器將 6048 組的二位元資料，每 126 組做一次位元交錯，6048 組總共要做 48 次，故位元解交錯器也是如此，每一次的解交錯置換方式如下：

$$b_{e,He(w)} = a_{e,w}, w = 0, 1, 2, L, 125 \quad (5.6)$$

做完解交錯後，再經過解多工器，將位元的排序還原回來，如下所示：

$b_{0,0}$ map to x_0

$b_{2,0}$ map to x_1

$b_{1,0}$ map to x_2

$b_{3,0}$ map to x_3

做完內部解交錯器後，就可以做內部解碼了。解迴旋碼的方法是採用 Viterbi 演算法，在解碼之前，必須要先做解打孔(Depuncturing)，將依照系統所選擇的

碼率，將在傳送端被打孔掉的資料補 0 回來，如表所示：

表 5.4 : Depuncturing

Code Rates	Receiver Sequence	Output Sequence
$\frac{1}{2}$	$X_1 Y_1$	$X_1 Y_1$
$\frac{2}{3}$	$X_1 Y_1 Y_2$	$X_1 Y_1 0 Y_2$
$\frac{3}{4}$	$X_1 Y_1 Y_2 X_3$	$X_1 Y_1 0 Y_2 X_3 0$
$\frac{5}{6}$	$X_1 Y_1 Y_2 X_3 Y_4 X_5$	$X_1 Y_1 0 Y_2 X_3 00 Y_4 X_5 0$
$\frac{7}{8}$	$X_1 Y_1 Y_2 Y_3 Y_4 X_5 Y_6 X_7$	$X_1 Y_1 0 Y_2 0 Y_3 0 Y_4 X_5 00 Y_6 X_7 0$

做完解打孔的補零後，就可以利用 Viterbi 演算法解碼[8]，一次送入一個訊框大小去解碼，決策的方式是採用 hard-decision，經由 Viterbi 演算法可以更正不少錯誤的位元。做完內部的部份後，接下來就是要解回外部交錯器和外部編碼的部份。

根據圖 3.8 外部解交錯器的部份，因為一開始每條路徑移位暫存器的初始值都設定為 0，故外部解交錯器一開始的輸出的資料是無法使用的，必須等到 2244(11×17×12)個位元組的延遲後，正確的資料才開始輸出。在做完外部解交錯器後，就可以將資料做外部的解碼，也就是以每 204 個位元組為單位送入里德索羅德解碼器，由於外部交錯器一開始的輸出會包含移位暫存器的初始狀態值，故經過里德索羅門解碼器後，會無法更正錯誤，故這 11 個里德索羅門封包將捨棄不使用，故從第 12 個里德索羅門封包開始擷取資料。因為資料已經藉由內部解碼的部份更正了不少的錯誤，在里德索羅門解碼器這部份所偵測出來的錯誤位元已經相當的少，故都能在可更正回來的 8 位元組範圍內。

等以上的步驟都完成後，還剩下最後一步，就是解亂碼器(Descrambler)。由 3.2 節的虛擬隨機二位元序列(PRBS)產生器所產生出來的亂數序列，總共有 1503

位元組，從外部解碼的輸出找到同步位元組(0xB8)後，將同步位元組之後的資料跟這個 1503 位元組的亂數序列做 XOR 的運算，這樣原始的資料就能還原回來，而還原回來的訊號就是 MPEG-2 TS。

5.4 實驗結果

經過一連串的解碼，可以得到 MPEG-2 TS，其相關的格式內容如圖 5.29 所示。

```

00000000h: 47 23 E9 1E 27 21 3B DF AF C0 15 00 9C 94 03 AE ; G#?'!;薦?..?
00000010h: 30 34 A0 11 74 B7 BE 14 51 33 94 01 91 08 B2 D6 ; 04?t;溝.Q3??累
00000020h: A5 E0 8C 22 0D A5 2B B0 41 03 9F 93 00 7A 8E 00 ; 丞?.?蚊.?.z?
00000030h: FC 07 41 8C C1 FD AF D2 20 30 0D 00 12 00 39 02 ; ?A ?0....9.
00000040h: A4 32 1B A9 DC 95 D0 AF AF A0 62 68 C0 05 E0 21 ; ?.披 秤 h??
00000050h: CB 7D C0 48 B3 98 75 FC F9 21 15 80 A0 0E 83 03 ; 芒隨?u !.□??
00000060h: 0A D9 9B 1C 8D AF 3C 93 91 98 08 DB 9D D7 53 02 ; .?. <???舸.
00000070h: 40 10 1F 29 1B 21 19 1B 61 59 1B 2A C7 EB BC F7 ; @..).!...aY.* 熨
00000080h: B3 71 D8 16 30 6B AB AB C3 AE 06 5D 1E B3 48 F2 ; 通?0k垂簾.].蚵?
00000090h: D4 D4 D0 39 07 FC 7C 12 94 62 2F D7 BE E0 84 01 ; 嫩?. . /祗?.
000000a0h: DC 30 30 00 66 52 50 45 80 03 F0 28 90 1D 80 80 ; ?0.fRPE□.??□□
000000b0h: AE 1A 1C 8E 2F 5F 49 00 BF 06 00 5C 47 23 F3 1E ; ?..? I..?\G#?
000000c0h: 36 A8 71 CC 39 53 88 1A F3 2C EB 3D E8 71 B4 CE ; 6秀?S???錘棒
000000d0h: AA 52 06 D4 AB 53 96 55 4D 48 DB 52 44 54 D9 95 ; 析.圖S MH驅DT?
000000e0h: 36 1D 0A 35 20 93 C7 CB 7A EB 04 CB BA 28 E4 08 ; 6..5 王?倖(?
000000f0h: A1 D5 7D 1F 42 8F 42 C3 B8 D7 AD 33 04 83 E7 74 ; <}.B 繪蚶3. t
00000100h: DC 65 D0 E3 99 23 94 FC 08 D1 EE 40 83 0E B0 1C ; 鉗個? .柵@??
00000110h: 81 AA E3 04 4F 36 2B 80 E3 D3 A8 30 4B 1D 7C CA ; ?06+□煎?K.|?
00000120h: 1D 6A 1B AA 9F 55 21 40 00 00 01 03 72 76 43 EF ; .j.?U!@....rvC?
00000130h: 51 5C 2A 84 9E 60 E3 0F 54 68 1A AE 1D 61 55 A5 ; Q\*?'?Th.?aU?
00000140h: 2A 3E 49 80 79 67 B4 B5 A2 8A B5 19 C8 13 D0 D0 ; *>IDyg斯???饑
00000150h: BD 20 F0 35 0F AA E1 57 61 66 BD 8F 8D FF AE 0A ; ??,花Waf???
00000160h: F4 3A F6 69 BA BB A2 3B 10 61 12 09 1B F0 01 9F ; ?鏗獄?.a...??
00000170h: 80 F3 4C 2A 9D E0 81 D5 47 23 F3 1F 43 AD E3 4C ; □趙* G#?C准L
00000180h: BA 1D 7F 55 15 77 ED 45 5F E0 4A A8 CB EA D1 12 ; ? U.w樞 詞伴穀.
00000190h: 87 1D DA 17 9A 8A BF DA 8B 32 58 75 3B CC 7D 6D ; ???語?Xu; 俩m
000001a0h: 85 5E 7B 7D 82 EB 2D E2 75 09 B8 C1 06 09 F4 2E ; {} -渡.蜂..?
000001b0h: D0 B1 89 03 BA 87 D0 A3 58 33 8F 8B 3C 66 B3 22 ; 旬??苕X3?<f?
000001c0h: F0 FA 28 F4 E4 31 B4 D4 5C 46 AE 21 F0 1E 00 0C ; 躑(醃1椒\F??..
000001d0h: 2C 93 0A 20 49 01 95 0E 35 85 FD 1F 54 28 E6 33 ; ,? I.?5 .T(?
000001e0h: E9 FD 52 0D 48 70 A3 98 F4 DA 73 AE 94 81 B5 24 ; 襟R.Hp?轆s? $
000001f0h: 65 4C 35 30 98 51 8D 49 89 97 42 8E 4A 6C B0 1A ; eL50 ?B 1?
00000200h: 49 D4 28 FF FA 65 C8 D6 48 FA B9 9C 8D 94 F2 79 ; I? H ? y

```

圖 5.29 : MPEG-2 TS 檔案格式

在得到 MPEG-2 TS 的檔案後，就可以利用電腦上安裝的影音播放程式軟體，將電視節目播放出來。如圖 5.30 的畫面是用 Media Player Classic 播放出來的，此播放軟體可以由[18]網路下載得到。



圖 5.30：數位電視「台視財經台」節目

在一個 MPEG-2 TS 檔案內，還有包含著其他頻道的節目訊息，只要藉由比較 PID 等相關的參數，將擁有相同 PID 的資料組合在一起就能夠將不同的節目抽離出來。而在網路上找到了相關的軟體工具 TS2PS_V1.06[17]，這個軟體可以幫我

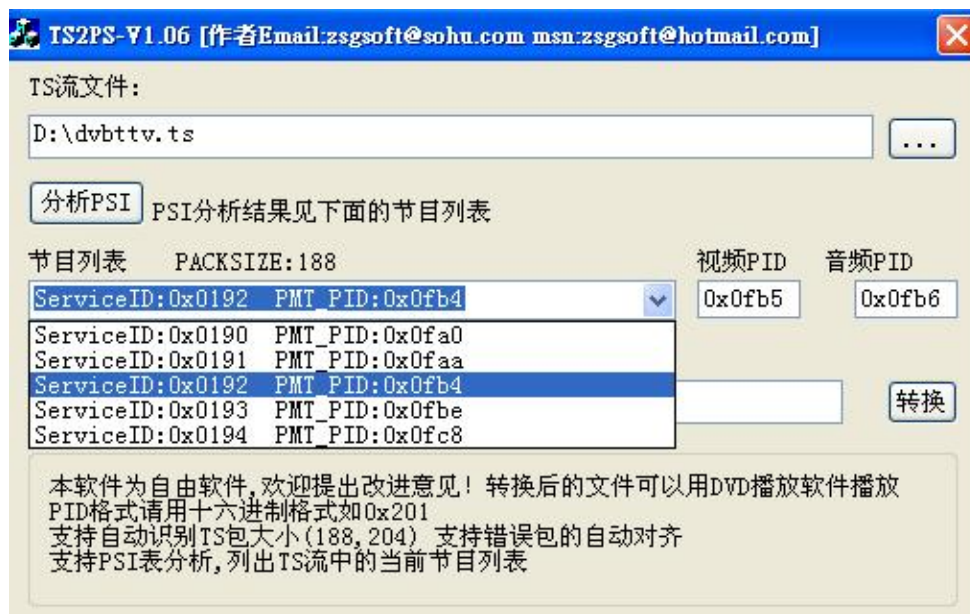


圖 5.31：TS2PS 軟體示意圖

們把解碼出來的 MPEG-2 TS 檔案，裡面所含有的節目頻道抽離組合起來，如圖

5.31 可以看到這一個檔案所含有 PID 節目列表。然後可以將其他兩個頻道的節目抽離出來，如圖 5.32 與圖 5.33 的畫面所示。



圖 5.32：數位電視「台視」節目



圖 5.33：數位電視「台視國際台」節目

我們試著把靜態接收到的電視訊號加入 AWGN 雜訊去模擬，將 RS Decoder 解碼出來的封包做錯誤率分析，如圖 5.34。由圖可以看出，使用 2-D 通道估測的封包錯誤率比 1-D 通道估測來得好。在 SNR=15dB 的時候，2-D 通道估測解調出來的電視訊號還能夠播放出來，如果 SNR 再低的話，就無法解調回來，可能必須再用更複雜的估測方法或是等化器去解調了。

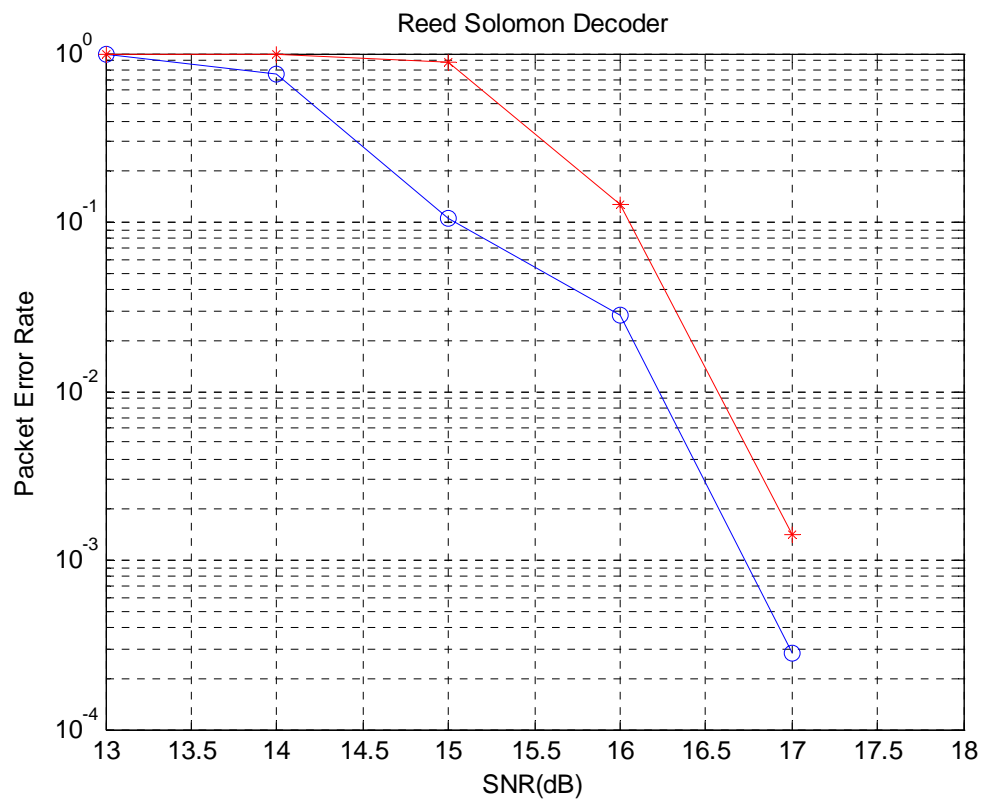


圖 5.34 : RS decoder 封包錯誤率

我們也將加入雜訊的電視訊號解調出來，如圖 5.35 是由 $\text{SNR}=15\text{dB}$ ，封包錯誤率大約為 10.65%時，2-D 通道估測解調出來的電視訊號，雖然可以成功的播放節目，但是部分畫面會出現雜訊錯誤，而聲音的部份則是無法辨識出來。



圖 5.35 : $\text{SNR}=15\text{dB}$ ，2-D 通道估測解調出來之訊號

第六章 結論

本論文著重在使用軟體來實際的模擬一個數位電視地面廣播接收機，利用數位電視盒(Set Top Box)接收數位電視訊號，用 20 MS/s 的取樣頻率將中頻訊號擷取出來儲存成電腦檔案的型式，然後做數位訊號處理。首先先將中頻訊號降成基頻訊號並做取樣頻率的轉換，接著就是訊號同步的部份，先後處理了時間和頻率的同步，再來分別用一維和二維線性內插法去估測通道頻率響應，可以由星狀圖看出在靜態時，兩者差別不大，但在移動速度越快時，SNR 越低，二維線性內插法的解析度就好上許多。由模擬圖可以看出，雖然使用二維線性內插法複雜度比較高，但是相對的在速度越快、SNR 越低的情況下，解調回來的訊號錯誤率會下降許多。最後將解調出來的訊號做通道解碼和解交錯，外部編碼的部份是利用 Viterbi 演算法來解碼，最後解碼出來的訊號為 MPEG-2 TS，就可以利用個人電腦上的影音播放程式，播放 MPEG-2 TS 的檔案，驗證整個實驗流程是否正確。藉由以上的實驗步驟，可以讓 DVB-T 的相關知識更加普及並了解整個的實作的過程。

第七章 參考文獻

- [1] *Digital video broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for terrestrial television*, European Standard (EN) 300 744 V1.5.1, European Telecommunications Standards Institute (ETSI), Nov. 2004
- [2] DTVC 社團法人台灣數位電視協會 <http://www.dtv.org.tw/index.asp>
- [3] R. van Nee and R. Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*, Artech House, 2000.
- [4] ISO/IEC 13818-2:2000, Information technology – Generic coding of moving pictures and associated audio information: Video, Coe 1:2002
- [5] ISO/IEC 11172-3:1993, Information technology – Coding of moving pictures and associated audio for digital storage media at up to about 1, 5 Mbit/s – Part 3: Audio, Coe 1:1996
- [6] Uwe Ladebusch, Claudia A. Liss, “Terrestrial DVB (DVB-T): A Broadcast Technology for Stationary Portable and Mobile Use,” *Proceedings of the IEEE*, Vol. 94, No. 1, January 2006
- [7] Shu Lin, Costello J. Daniel, *Error Control Coding*, Prentice Hall Inc. 1983

- [8] Andrew J. Viterbi, "Error Bounds for Convolutional Codes and an Asymptotically Optimum Decoding Algorithm," *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. IT-13, No. 2, pp.260-269, Apr. 1967
- [9] Shiou-Hong Chen, Way-Hong He, Hou-Shin Chen, Yumin Lee, "Mode Detection, Synchronization, and Channel Estimation of DVB-T OFDM Receiver," *IEEE*, Dec. 2003
- [10] Juha Heiskala, John Terry, *OFDM Wireless Lans: A Theoretical and Practical Guide*, Sams, 2001
- [11] Jan-Jaap van de Beek, Magnus Sandell, and Per Ola Børjesson, "ML Estimation of Time and Frequency Offset in OFDM Systems," *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 45, No. 7, July 1997
- [12] Paul H. Moose, "A Technique for Orthogonal Frequency Division Multiplexing Frequency Offset Correction," *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 42, No. 10, October 1994
- [13] Sinem Coleri, Mustafa Ergen, Anuj Puri, and Ahmad Bahai, "Channel Estimation Techniques Based on Pilot Arrangement in OFDM Systems," *IEEE Transactions on Broadcasting*, Vol. 48, No. 3, September 2002
- [14] M. Julia FernBndez-Getino Garcia, Josk M. PBez-Borralllo, Santiago Zazo, "DFT-based Channel Estimation in 2D-Pilot-Symbol- Aided OFDM Wireless Systems," *IEEE*, 2001

- [15] 李卓濤, “數位電視通道解碼以解調變之實作,” 國立臺北科技大學碩士論文, 2006
- [16] Alan V. Oppenheim, Ronald W. Schaffer, John R. Buck, *Discrete-Time Signal Processing*, Prentice Hall, 1989
- [17] TS2PS V1.06 <http://www.dvbcn.com/down/ts/tszh/>
- [18] K-Lite Codec Pack <http://www.codecguide.com/>



作者簡歷

姓 名： 吳政鴻

性 別： 男

生 日： 1983/08/08

身 高： 179cm

體 重： 80kg

籍 貫： 台灣省桃園縣

學 歷： 國立中壢高中

私立元智大學通訊工程學系

國立交通大學電信工程研究所系統組

論文題目： 數位電視地面廣播軟體接收機

