

國立交通大學

電信工程學系碩士班

碩士論文

應用於地面數位影像廣播系統的聯合時域與頻  
域通道估測法以及載波間干擾消除法



Joint time-and-frequency-domain channel  
estimation and ICI cancellation in DVB-T systems

研究生：賴允仁

指導教授：吳文榕 博士

中華民國九十七年九月

應用於地面數位影像廣播系統的聯合時域與頻域通道估測  
法以及載波間干擾消除法

Joint Time-and-frequency-domain channel estimation and ICI  
cancellation in DVB-T systems

研 究 生：賴允仁

Student : Yun-Jen Lai

指導教授：吳文榕 博士

Advisor : Dr. Wen-Rong Wu

國 立 交 通 大 學

電信工程學系碩士班

碩 士 論 文

A Thesis

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 2008

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十七年九月

# 應用於地面數位影像廣播系統的聯合時域與頻域通道估測法以及載波間干擾消除法

研究生：賴允仁

指導教授：吳文榕 教授

國立交通大學電信工程學系碩士班

## 摘要

對於數位影像廣播系統來說，系統的效能非常仰賴通道估測的結果。最近有研究者提出的聯合時域與頻域通道估測法，比舊有頻域通道估測法明顯有更好的效能。然而，所使用的領航訊號數目多寡將會影響聯合時域與頻域通道估測法的效能，所以這篇論文的第一部份就是提出改善的聯合時域與頻域通道估測法，可在領航訊號數目很少情況下得到很高的效能。在高速移動的環境下，OFDM 系統會有載波間干擾的問題，這會嚴重使系統效能下降。現有的載波間干擾消除法往往需要很高的運算複雜度，所以在論文的第二部份，我們提出了幾個低運算複雜度的載波間干擾消除法。我們所提出演算法不但有較低運算複雜度，而且從模擬結果可以驗證提出的方法和現有的方法有近似的效能，

# Joint time-and-frequency-domain channel estimation and ICI cancellation in DVB-T systems

Student: Yun-Jen Lai

Advisor: Dr. Wen-Rong Wu

Department of Communication Engineering  
National Chiao-Tung University

## Abstract

In DVB-T systems, the system performance heavily relies on that of the channel estimation. Recently, a joint time-and-frequency-domain channel estimator has been proposed. It has been shown that its performance is significantly better than the conventional frequency domain estimator. However, the performance of the joint time-and-frequency-domain channel estimator depends on the number of pilot subcarrier it uses. In the first part of this thesis, we propose an improved time-and-frequency-domain channel estimation method that can have high performance even when the number of pilot subcarriers is low. It has been well-known that the intercarrier-interference (ICI), induced when OFDM systems operated in high-mobility environments, can degrade the system performance seriously. Existing ICI cancellation methods often require high computational complexity. In the second part of the thesis, we propose a number of low-complexity ICI cancellation methods. Simulations show that the proposed algorithms can have the performance similar to existing method, while the computational complexity is significantly lower.

## 誌謝

本篇論文得以順利完成，第一個要特別感謝我的指導教授 吳文榕博士，不管在課業學習、論文研究上，都細心地給了我很多意見想法和協助指導，令我受益匪淺。

另外，我要感謝許兆元學長、謝弘道學長、曾凡碩學長、林鈞陶學長、李俊芳學長等在學習研究上指導討論，也要感謝徐子瀚同學、何軒廷同學、賴廉承同學，在課業以及研究上互相砥礪學習。寬頻通訊與訊號處理實驗室是個很好的大家庭，能夠在此與各位學長姐、同學、學弟妹一起研究、生活，令我在研究所的生活充實豐富不少。

最後我要感謝我的家人，在研究所的期間給予我精神上的鼓勵與支持，使得我可以順利地完成碩士學位。



# 目錄

摘要.....	I
Abstract.....	II
誌謝.....	III
目錄.....	IV
表目錄.....	VI
圖目錄.....	VII
第一章 緒論.....	1
第二章 DVB-T 地面數位影像廣播系統規範.....	3
2.1 DVB-T 系統參數以及架構[1].....	3
2.1.1 系統參數.....	3
2.1.2 系統架構.....	3
2.2 隨機能量分散器.....	4
2.3 外部編碼器.....	4
2.4 外部交錯器.....	5
2.5 內部編碼器.....	6
2.6 內部交錯器.....	7
2.6.1 反多工器.....	8
2.6.2 位元交錯器.....	9
2.6.3 符元交錯器.....	9
2.7 訊號星狀圖對應.....	10
2.8 訊框建構.....	12
2.8.1 散佈領航訊號(Scattered pilot).....	13
2.8.2 連續領航訊號(Continual pilot).....	13
2.8.3 傳輸參數訊號(Transmission Parameter Signaling).....	13
2.9 OFDM 調變與護衛區添加.....	14
第三章 通道估測.....	16
3.1 頻域的通道估測法.....	16
3.1.1 一維線性內插法.....	16
3.1.2 二維線性內插法.....	17
3.2 聯合時域與頻域的通道估測法.....	18
3.2.1 時域通道響應延遲位置搜尋法.....	19
3.2.2 最小平方法時域通道估測法.....	21
3.2.3 遞迴式聯合時域與頻域的通道估測法.....	21
3.3 改進的聯合時域與頻域通道估測法.....	23
第四章 載波間干擾消除法.....	26
4.1 現有的載波間干擾消除法.....	26

4.1.1 Jeon's 方法[5].....	26
4.1.2 連續載波間干擾消除法[6].....	28
4.2 所提出之低複雜度方法.....	30
4.2.1 載波間干擾消除方法一.....	30
4.2.2 載波間干擾消除方法二.....	32
4.2.3 運算複雜度比較.....	35
第五章 系統模擬結果.....	37
5.1 通道估測法模擬.....	37
5.1.1 頻域上的通道估測.....	37
5.1.2 聯合時域與頻域通道估測法.....	41
5.1.3 改善的聯合時域與頻域通道估測法.....	42
5.2 載波間干擾消除法模擬.....	44
5.2.1 在無編碼器平台下的載波間干擾消除法效能模擬.....	44
5.2.2 在 DVB-T 平台下的載波間干擾消除法效能模擬.....	48
第六章 結論.....	50
參考文獻.....	51



# 表目錄

表 2.1 : DVB-T 系統參數 .....	3
表 2.2 : Puncturing pattern and transmitter sequence .....	7
表 2.3 : 反多工器資料分散方式表.....	8
表 2.4 : Normalization factor for data symbols .....	12
表 2.5 : 連續領航訊號載波索引.....	13
表 2.6 : 傳輸參數訊號載波索引.....	14
表 2.7 : 傳輸參數訊號內容.....	14
表 4.1 : 載波間干擾消除法的運算複雜度.....	35
表 4.2 : N=64 的載波間干擾消除法的運算複雜度 .....	36
表 5.1 : 通道估測模擬系統參數.....	37
表 5.2 : 多路徑通道(a)參數 .....	38
表 5.3 : ICI cancellation 模擬系統環境參數-1.....	44
表 5.4 : ICI cancellation 模擬系統環境參數-2.....	48





# 圖目錄

圖 2.1 : DVB-T 系統的方塊圖 .....	4
圖 2.2 : 隨機能量分散器 .....	4
圖 2.3 : 外部編碼器示意圖 .....	5
圖 2.4 : 外部交錯器 .....	6
圖 2.5 : 內部編碼器 .....	6
圖 2.6 : 迴旋乘積編碼器 .....	7
圖 2.7 : Non-hierarchical 16QAM 的內部交錯器 .....	8
圖 2.8 : 2K 模式的符元位置交錯器 .....	10
圖 2.9 : 8K 模式的符元位置交錯器 .....	10
圖 2.10 : Uniform QPSK, 16QAM, 64QAM 星狀圖 .....	11
圖 2.11 : Non-uniform( $\alpha=2$ ) 16QAM, 64QAM 星狀圖 .....	11
圖 2.12 : 資料、領航訊號、傳輸參數子載波位置分佈示意圖 .....	12
圖 2.13 : 使用快速傅立葉反轉以及護衛區的添加 .....	15
圖 2.14 : 護衛區間添加 .....	15
圖 3.1 : Scattered Pilot 領航訊號的位置分布 .....	16
圖 3.2 : 一維線性內插的結果 .....	16
圖 3.3 : 在時間軸上做內插 .....	17
圖 3.5 : 二維線性內插的結果 .....	18
圖 3.6 : 將頻域的通道估測結果轉換到時域上 .....	19
圖 3.7 : 利用設定 threshold 來找尋 Tap 位置 .....	19
圖 3.8 : 利用一階微分法來找尋 Tap 位置 .....	20
圖 3.9 : 遞迴式通道響應延遲搜尋法 .....	20
圖 3.10 : 遞迴式聯合時域與頻域的通道估測法流程圖 .....	22
圖 3.11 : 低複雜度遞迴式聯合時域與頻域的通道估測法流程圖 .....	23
圖 3.12 : 改善後的聯合時域與頻域通道估測法流程圖 .....	25
圖 4.1 : 將 H 做轉換方式 .....	27
圖 4.2 : 連續載波間干擾消除法流程圖 .....	30
圖 4.3 : 方法一選擇矩陣的方式 .....	30
圖 4.4 : 載波間干擾消除方法一的流程圖 .....	32
圖 4.5 : 方法二步驟一選擇矩陣的方式 .....	33
圖 4.6 : 方法二步驟二選擇矩陣的方式 .....	33
圖 4.7 : 載波間干擾消除方法二流程圖 .....	34
圖 4.8 : N=64 的載波間干擾消除法的運算複雜度 .....	36
圖 5.1 : AWGN 通道下頻域通道估測法效能模擬圖 .....	37
圖 5.2 : 多路徑通道 .....	38
圖 5.3 : 在多重路徑通道(a)下效能模擬 .....	39

圖 5.4：在多重路徑通道(b)下的效能模擬.....	40
圖 5.5：在多路徑通道(b)環境下，用二維性內插法估測出來的結果.....	40
圖 5.6：在時域上通道估測的結果.....	41
圖 5.7：聯合時域與頻域通道估測法效能模擬圖.....	42
圖 5.8：低 pilot 的密度系統在時域上的通道估測結果.....	43
圖 5.9：降低 pilot 的密度對系統的效能影響.....	43
圖 5.10：改善的聯合時域與頻域通道估測法效能模擬圖.....	44
圖 5.11：在無編碼器平台下的現有的 ICI 消除法效能模擬.....	45
圖 5.12：在無編碼器平台下的 ICI 消除效能模擬.....	46
圖 5.13：無編碼器平台下的搭配 Hard decision 的 ICI 消除法效能模擬.....	47
圖 5.14：無編碼器平台下 Normalized Doppler frequency = 0.04 效能模擬.....	47
圖 5.15：無編碼器平台下 Normalized Doppler frequency = 0.1 效能模擬.....	48
圖 5.16：在 DVB-T 平台的 ICI 消除模擬效能圖.....	49



# 第一章 緒論

數位電視廣播為未來的主流，傳統的類比電視廣播傳送技術未來會被慢慢淘汰掉。原因就是傳統電視廣播是使用類比訊號的調變技術，藉由高頻無線電波讓訊號在空中傳輸，而類比傳送抗雜訊干擾和抗多路徑通道效應的能力較差，導致畫面容易出現雜訊或鬼影的現象，再加上未來的高畫質(High-definition)電視節目需要比較大的資料傳輸量，舊有的類比傳送技術的頻寬使用效率較差將無法滿足此需求，數位電視廣播系統可以在相同頻寬下能夠傳送更多的資料量，而且有更好的抗雜訊和抗多路徑通道能力，能進一步提升電視畫面的品質。

台灣是數位電視系統是採用歐洲所提出的數位影像廣播系統 DVB-T(Digital Video Broadcasting-Terrestrial)的標準，傳送的訊號為編碼壓縮過的數位影音訊號，經由通道編碼後，再使用正交分頻多工調變技術(OFDM)來傳送。通道編碼可以將傳送時受干擾造成錯誤的數位信號，做有限度的更正，提高傳送的正確率。使用 OFDM 調變技術具有節省頻寬提高傳輸量的優點，而且抗多路徑通道的能力也較強。

對於無線通訊系統來說，時變多路徑通道是一個不容易處理的問題，通道估測對於 OFDM 系統的效能來說有很大的影響，若是通道估測不夠準確會造成系統效能明顯低落。另外如果在移動的環境中，變動的通道會造成載波間的干擾，所以這時就要做載波間干擾消除的動作(ICI cancellation)來提升系統的效能。本論文的研究重點有兩個，第一個就是提出現存聯合時域與頻域通道估測的改良法，通常 DVB-T 的通道估測都使用頻域的估測技術[4]，但遇到通道響應延遲較長時，其效能會明顯的降低。聯合時域與頻域通道估測法[2][3]可以有效的改善此問題，但是領航訊號(pilot)數目的多寡會決定系統效能，在領航訊號(pilot)較少的狀況下系統效能就明顯低落，我們提出一個改良的聯合時域與頻域通道估測法來解決此問題。第二個是提出低複雜度之載波間干擾消除法，傳統載波間干擾消除

法[5]~[10]需要比較大的運算量才會有比較好的效能，這不利於實際的應用，我們因此提出低運算複雜度之演算法，在不影響系統效能的前提下能有效的降低計算量。

本論文的組織如下，第一章是緒論，介紹研究動機以及研究目標。第二章為地面數位影像廣播系統的系統規範，包含傳送端每一個模組定義規範。第三章為通道估測，除了傳統的頻域通道估測法和聯合時域與頻域通道估測法，也提出新的方法來改善系統效能。第四章為載波間干擾消除(ICI cancellation)，會敘述幾個傳統作法和提出新的改善的方法。第五章為使用 MATLAB 來模擬結果，包含第三章的通道估測法以及第四章載波間干擾消除(ICI cancellation)，最後在第六章做個總結以及說明可能之未來研究方向。




## 第二章 DVB-T 地面數位影像廣播系統規範

### 2.1 DVB-T 系統參數以及架構[1]

#### 2.1.1 系統參數

DVB-T 的傳輸模式可以分成 2K 模式和 8K 模式。2K 模式就是把頻寬分成 2048 個子通道，並且用 2048 點來做快速反傅立葉轉換/傅立葉轉換(IFFT/FFT)來做 OFDM 的調變與解調，不過實際只有使用 1705 個子通道。8K 模式是把頻寬分成 8192 個子通道，並且用 8192 點來做快速反傅立葉轉換/傅立葉轉換(IFFT/FFT)來做 OFDM 的調變與解調，但實際只有使用 6817 個子通道。

通道頻寬可分成三種:8MHz、7MHz、6MHz。而取樣週期則跟頻寬大小有關，分別是  $7/48\mu\text{s}$ 、 $1/8\mu\text{s}$ 、 $7/64\mu\text{s}$ 。護衛區長度則可以分成四種：1/4、1/8、1/16、1/32。系統參數如表 2.1:



Parameter	8K mode	2K mode
Number of carriers K	6 817	1 705
Value of carrier number $K_{\min}$	0	0
Value of carrier number $K_{\max}$	6 816	1 704
Duration $T_U$ (note 2)	896 $\mu\text{s}$	224 $\mu\text{s}$
Carrier spacing $1/T_U$ (note 1) (note 2)	<i>1 116 Hz</i>	<i>4 464 Hz</i>
Spacing between carriers $K_{\min}$ and $K_{\max}$ $(K-1)/T_U$ (note 2)	<i>7,61 MHz</i>	<i>7,61 MHz</i>
NOTE 1: Values in italics are approximate values.		
NOTE 2: Values for 8 MHz channels. Values for 6 MHz and 7 MHz channels are given in annex E, tables E.1 and E.2.		

表 2.1：DVB-T 系統參數

#### 2.1.2 系統架構

系統架構如圖 2.1，依序分別為隨機能量分散器、外部編碼器、外部交錯器、內部編碼器、內部交錯器、符元標繪器、訊框建構、OFDM 調變與護衛區添加。

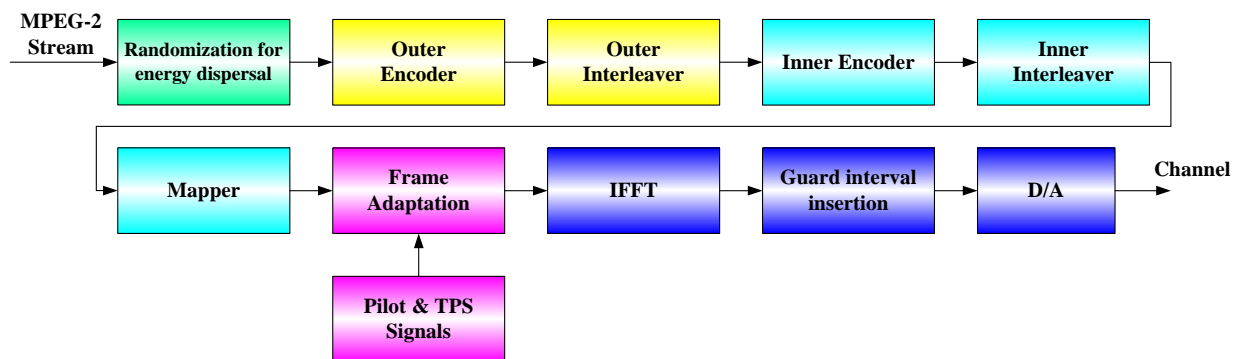


圖 2.1：DVB-T 系統的方塊圖

## 2.2 隨機能量分散器

隨機以及能量分散器的用途就是打亂 MPEG-2 串流資料的內容，降低資料會有內容連續”1”或是”0”出現。隨機能量分散器如圖 2.2，分散器由 16 個暫存器組成，其對應的多項式為  $1+X^{14}+X^{15}$ ，而暫存器的初始值為”100101010000000”。

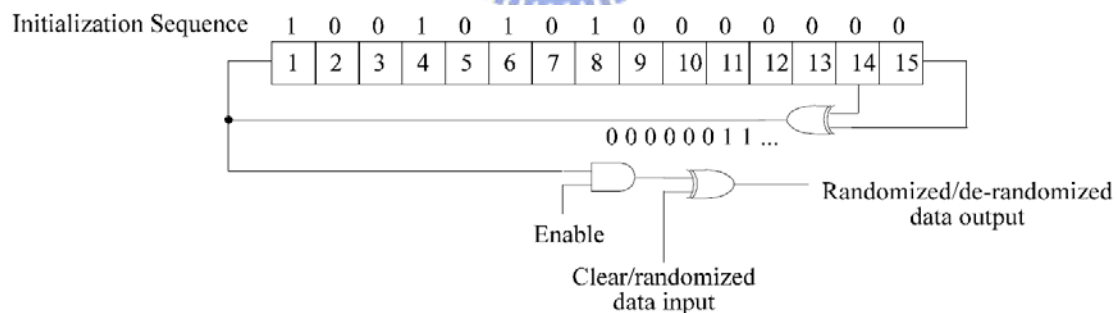


圖 2.2：隨機能量分散器

## 2.3 外部編碼器

DVB-T 的外部編碼器是里德所羅門碼(Reed-Solomon code)，所採用的是 RS(204,188,t=8)，就是輸入為 188 bytes 輸出為 204 bytes，錯誤更正能力為 8 bytes 的編碼器。

而 DVB-T 的編碼器 RS(204,188,t=8) 又是由 RS(255,239,t=8) 編碼器修改而來的，RS(255,239,t=8) 代表就是輸入為 239 bytes，輸出為 255 bytes，錯誤更正能力為 8 bytes 的編碼器。修改的方式就是在原本的資料前面補上內容為 0 的資料，一開始只有 188 bytes 的資料，如圖 2.3-(a)。接下來在原始資料前面加上 51 bytes 內容為 0 的資料，如圖 2.3-(b)。經過編碼器可得到 255 bytes 的編碼結果，如圖 2.3-(c)。最後再把之前加上去的 51 bytes 的資料給去掉，就可以得到編碼結果，如圖 2.3-(d)。

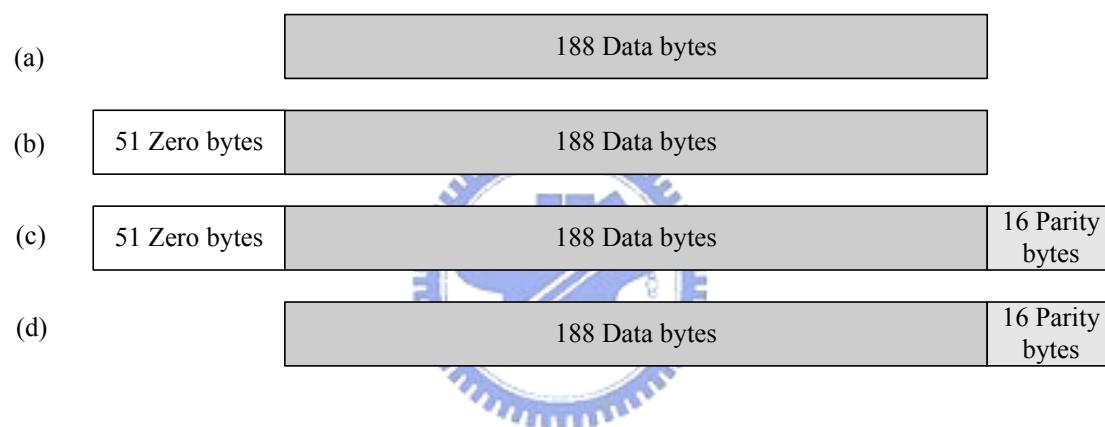


圖 2.3：外部編碼器示意圖

## 2.4 外部交錯器

外部交錯器用途為將連續的信號打散，避免連續的錯誤發生。交錯器由 12 條 FIFO(First-in-first-out) 的暫存器組合而成的，從 0 到第 11 條 FIFO 暫存器分別有 0\*17 到 11\*17 個 bytes 暫存器，如圖 2.4。資料從左邊依序以 byte 為單位輸入，輸出則因為有暫存器的關係，所以輸出就不會連續，達到打散資料的目的。



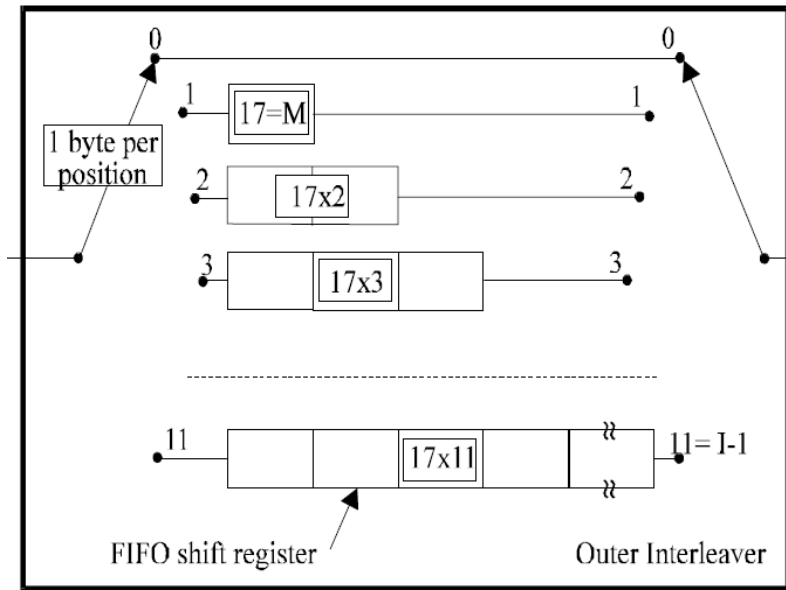


圖 2.4：外部交錯器



## 2.5 內部編碼器

DVB-T 的內部編碼器可分成迴旋乘積編碼器(convolution code)以及 Puncturing 這兩塊模組，如圖 2.5。

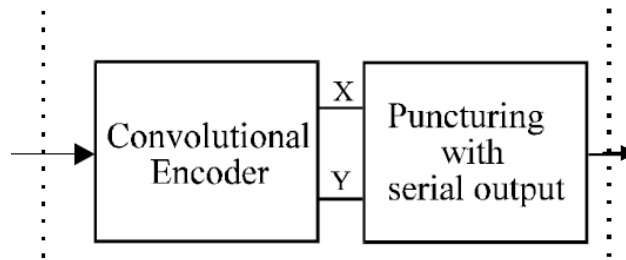


圖 2.5：內部編碼器

迴旋乘積編碼器其編碼率為  $1/2$ 。將資料以 bit 的方式輸入 6 個延遲暫存器，編碼輸出的就是這六個延遲暫存器的線性組合，其多項式為： $G1=171_{Oct}$ ， $G2=133_{Oct}$ ，架構如圖 2.6:



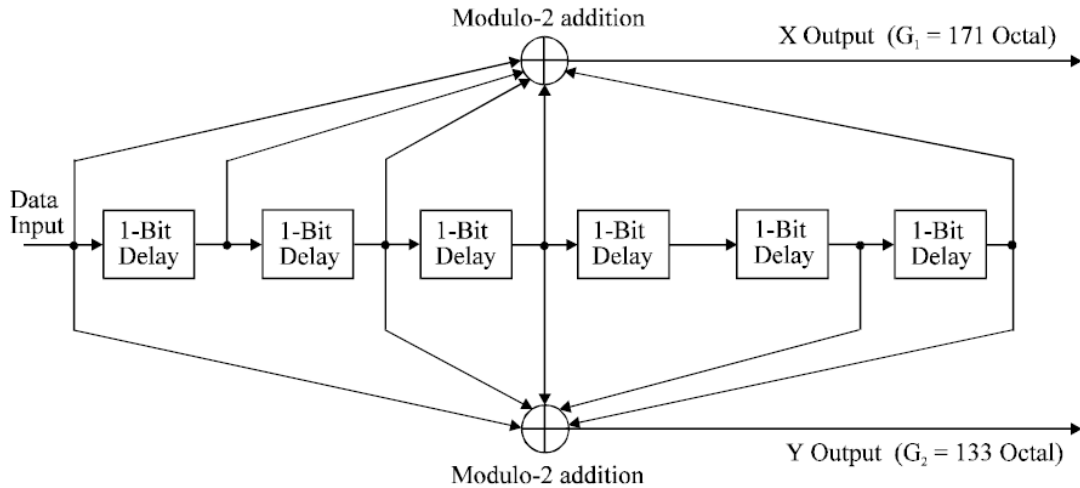


圖 2.6：迴旋乘積編碼器

DVB-T 利用 Puncturing 來提供不同的編碼率，將原本的編碼率 1/2 提升到 2/3、3/4、5/6 以及 7/8。各種編碼率的 Puncturing 方法定義如表 2.2，如果編碼率為 2/3，迴旋乘積編碼器輸入為 2 bits 資料，則 Puncturing 就是把原本應該輸出的  $X_1X_2Y_1Y_2$  的 4bits 編碼結果，只輸出  $X_1Y_1Y_2$  共 3bits 的資料，於是就達到提升編碼率的效果。

Code Rates r	Puncturing pattern	Transmitted sequence (after parallel-to-serial conversion)
1/2	X: 1 Y: 1	$X_1Y_1$
2/3	X: 10 Y: 11	$X_1Y_1Y_2$
3/4	X: 101 Y: 110	$X_1Y_1Y_2X_3$
5/6	X: 10101 Y: 11010	$X_1Y_1Y_2X_3Y_4X_5$
7/8	X: 1000101 Y: 1111010	$X_1Y_1Y_2Y_3Y_4X_5Y_6X_7$

表 2.2：Puncturing pattern and transmitter sequence

## 2.6 內部交錯器

內部交錯器可以分成三個階段:反多工器(Demultiplexer)、位元交錯器(Bit Interleaver)、符元交錯器(Symbol Interleaver)，圖 2.7 為 16-QAM 的內部交錯器。

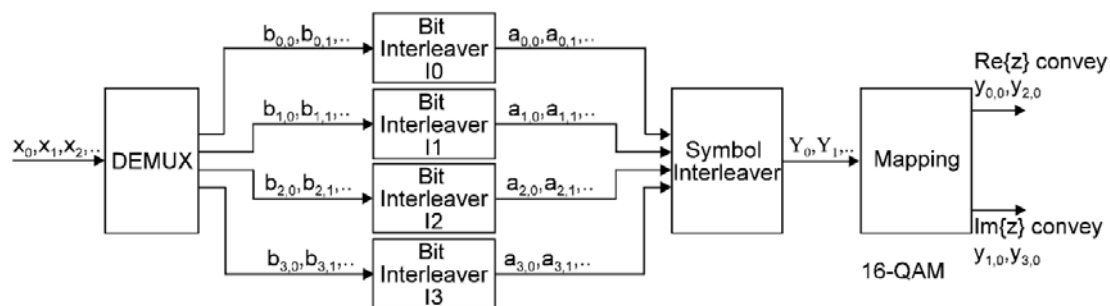


圖 2.7：Non-hierarchical 16QAM 的內部交錯器

### 2.6.1 反多工器

目的就是把相鄰的資料分散給不同的交錯器作處理，目的是避免連續錯誤的發生，分散的方式跟 Mapping 的種類有關，如表 2.3：

QPSK	$x_0$ maps to $b_{0,0}$ $x_1$ maps to $b_{1,0}$	
16-QAM	For non-hierarchical : $x_0$ maps to $b_{0,0}$ $x_2$ maps to $b_{1,0}$ $x_1$ maps to $b_{2,0}$ $x_3$ maps to $b_{3,0}$	For hierarchical : $x'_0$ maps to $b_{0,0}$ $x''_0$ maps to $b_{2,0}$ $x'_1$ maps to $b_{1,0}$ $x''_1$ maps to $b_{3,0}$
64-QAM	For non-hierarchical : $x_0$ maps to $b_{0,0}$ $x_3$ maps to $b_{1,0}$ $x_1$ maps to $b_{2,0}$ $x_4$ maps to $b_{3,0}$ $x_2$ maps to $b_{4,0}$ $x_5$ maps to $b_{5,0}$	For hierarchical : $x'_0$ maps to $b_{0,0}$ $x''_1$ maps to $b_{4,0}$ $x'_1$ maps to $b_{1,0}$ $x''_2$ maps to $b_{3,0}$ $x''_0$ maps to $b_{2,0}$ $x''_3$ maps to $b_{5,0}$

表 2.3：反多工器資料分散方式表

## 2.6.2 位元交錯器

位元交錯器是把反多工器的輸出的資料流以 126 個位元作單位來做打散的動作，打散的數學式如下：

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

其中  $a$  為位元交錯器的輸出資料流， $b$  為位元交錯器的輸入資料流。 $e$  代表是第幾個位元交錯器，而位元交錯器的數目跟 mapping 方式有關。數學式代表的是將原本在  $He(w)$  位置的位元移動到  $w$  位置，而  $He(w)$  的定義如下：

$$I0: H_0(w) = w$$

$$I1: H_1(w) = (w + 63) \bmod 126$$

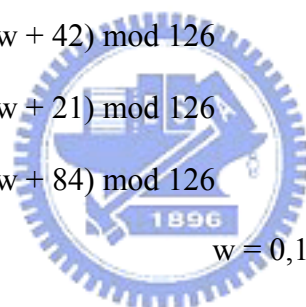
$$I2: H_2(w) = (w + 105) \bmod 126$$

$$I3: H_3(w) = (w + 42) \bmod 126$$

$$I4: H_4(w) = (w + 21) \bmod 126$$

$$I5: H_5(w) = (w + 84) \bmod 126$$

$$w = 0, 1, 2, \dots, 125$$



## 2.6.3 符元交錯器

符元交錯器就是把每一個符元(symbol)的子載波(subcarrier)資料做位置打亂互換的動作。此符元交錯器針對奇偶的符元有不同的打亂方式，令輸入資料為  $y'$ 、輸出資料為  $y$ ，則交換的方式為：

$$y_{H(q)} = y'_q \quad \text{for even symbols}$$

$$y_q = y'_{H(q)} \quad \text{for odd symbols}$$

$q$  和  $H(q)$  代表要交換的位置，而  $H(q)$  是由符元交錯位置產生器產生而來，符元交錯位置產生器依照傳輸模式不同而有所差異，圖 2.8 為 2K 模式的符元交錯位置產生器，圖 2.9 為 8K 模式的符元交錯位置產生器。其動作是先從一個 Pseudo Random Binary Sequence (PRBS) 產生器產生一串的數值，再經過交換排列

順序後，可得到符元交換的位置  $H(q)$ 。

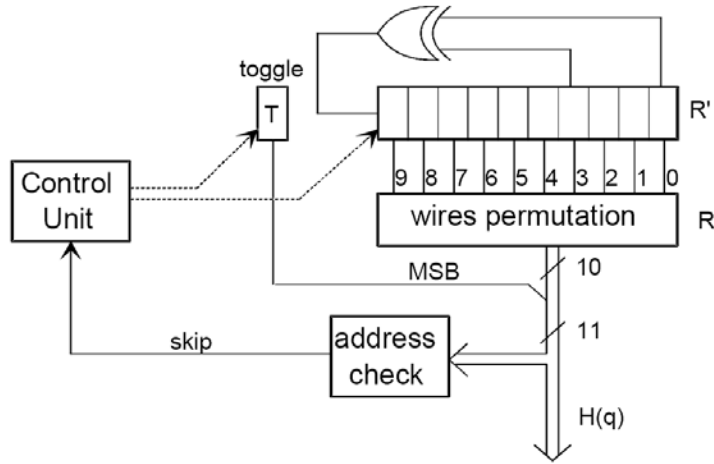


圖 2.8：2K 模式的符元位置交錯器

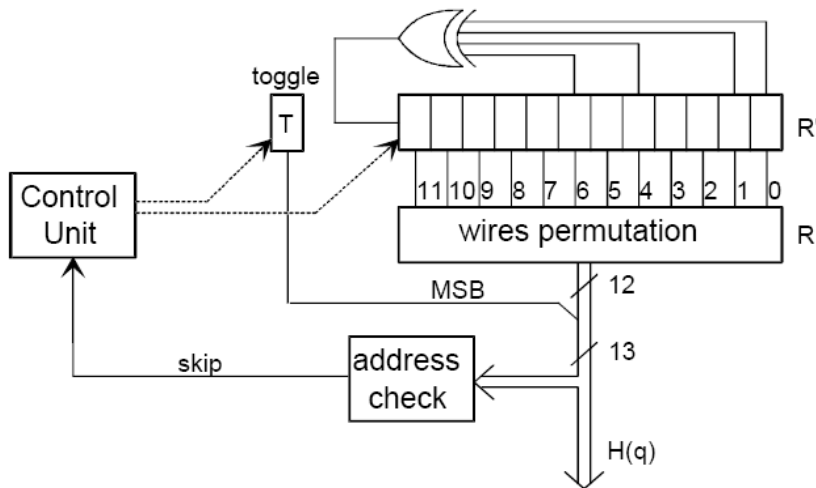


圖 2.9：8K 模式的符元位置交錯器

## 2.7 訊號星狀圖對應

DVB-T 規格 Mapping 的方式有 QPSK、16QAM、64QAM 這三種，採用 Gray mapping 的方式，也就是在星狀圖上相鄰的兩個位置所代表的資料只相差一個位元，如此可以在訊號受到干擾時錯誤的位元數。其中 16QAM 與 64QAM 又可依照階層(hierarchical)或非階層(non-hierarchical)傳輸模式而有 Uniform( $\alpha=1$ )與 Non-uniform( $\alpha=2$ 、 $\alpha=4$ )的分別，圖 2.10 和圖 2.11 分別為 Uniform 與 Non-uniform mapping 的方式。

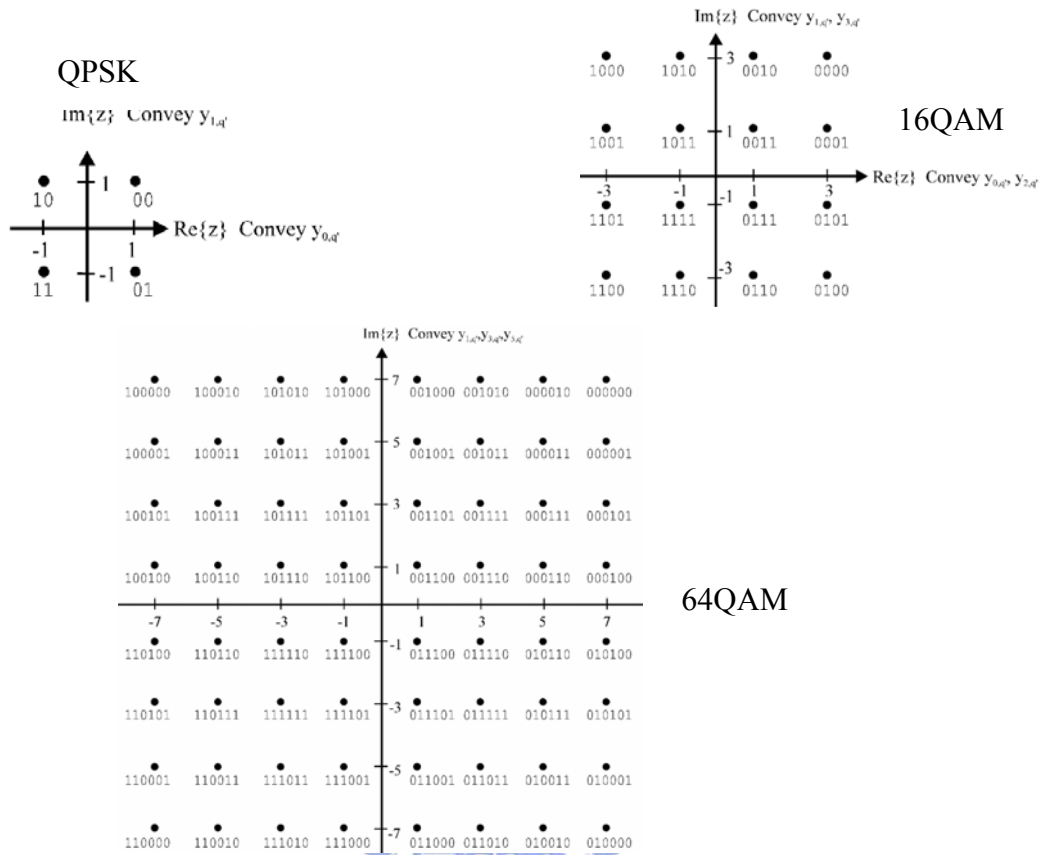


圖 2.10 : Uniform QPSK, 16QAM, 64QAM 星狀圖

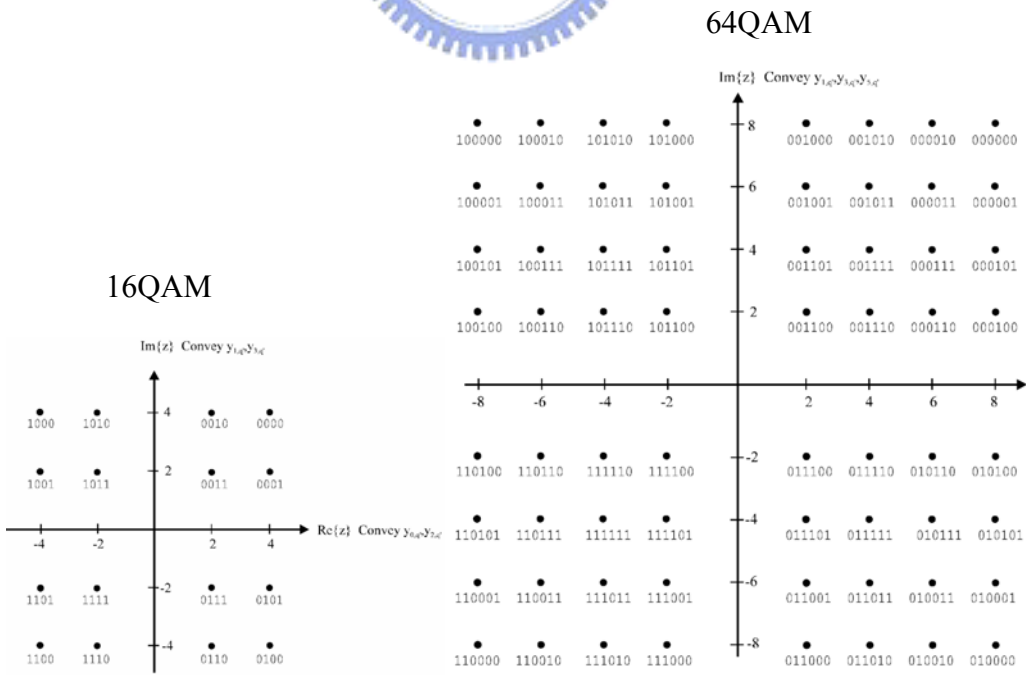


圖 2.11 : Non-uniform( $\alpha=2$ ) 16QAM, 64QAM 星狀圖

因為傳輸信號的功率大小需是固定的，所以 Mapping 之後必須將信號的振幅做正規化，星狀圖與正規化係數的關係如下表：

Modulation scheme		Normalization factor
QPSK		$c = z/\sqrt{2}$
16-QAM	$\alpha = 1$	$c = z/\sqrt{10}$
	$\alpha = 2$	$c = z/\sqrt{20}$
	$\alpha = 4$	$c = z/\sqrt{52}$
64-QAM	$\alpha = 1$	$c = z/\sqrt{42}$
	$\alpha = 2$	$c = z/\sqrt{60}$
	$\alpha = 4$	$c = z/\sqrt{108}$

表 2.4：Normalization factor for data symbols

## 2.8 訊框建構

DVB-T 在 2K 模式下，一個 OFDM 符元包含 1705 個子載波，在 8K 模式下則有 6817 個子載波。一個訊框(frame)是由 68 個 OFDM 符元所組成，四個 OFDM 訊框可組成一個超級訊框(Super frame)。

除了資料外還要加上參考信號，目的是讓信號在被接收時能克服通道及其他非理想的效應，以及夾帶一些傳輸參數資訊。這些參考信號可分成：散佈領航訊號(Scattered pilot)、連續領航訊號(Continual pilot)、傳輸參數訊號(Transmission Parameter Signaling)這三種。

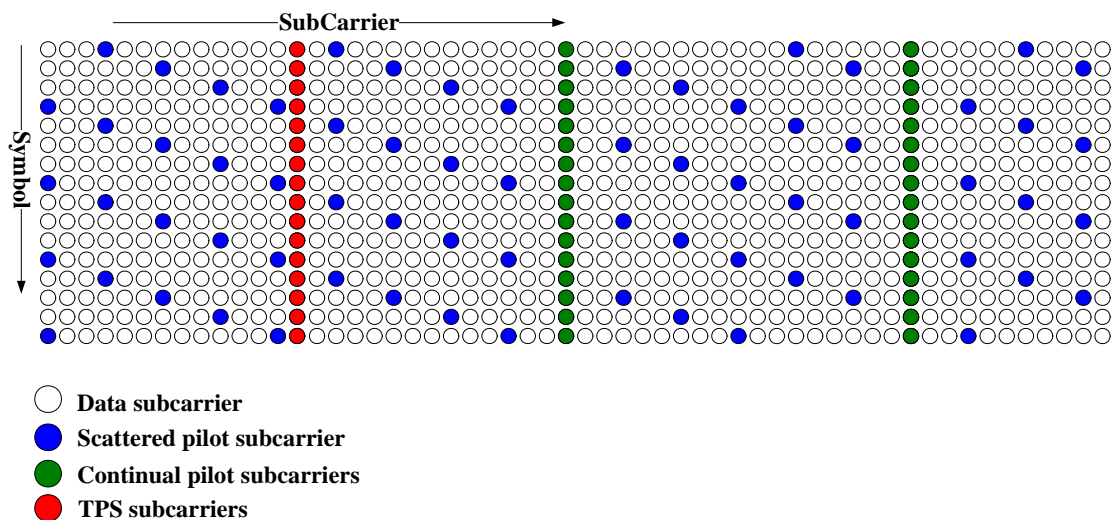


圖 2.12：資料、領航訊號、傳輸參數子載波位置分佈示意圖

### 2.8.1 散佈領航訊號(Scattered pilot)

在同一個 OFDM 符元中，每隔 12 個子載波會存在一個散佈領航訊號。從時間軸來看，則每四個 OFDM 符元會在同一個子載波上有一個散佈領航訊號，可以參考圖 2.12。散佈領航訊號大小為  $4/3$ ，相位依照 Pseudo Random Binary Sequence(PRBS)產生器來決定為 0 或  $-\pi$ 。散佈領航訊號的用途主要是在通道估測上，可以在頻率軸或是時間軸上用內插的方式來得到通道響應。

### 2.8.2 連續領航訊號(Continual pilot)

對於每一 OFDM 符元，連續領航訊號均存在於相同位置的子載波上，位置如表 2.5。連續領航訊號的大小與相位的決定方式與散佈領航訊號相同。連續領航訊號存的用途是使接收端可以依照前後 OFDM 符元上連續領航訊號相位的變化，估算出載波頻率偏移和取樣頻率偏移量，幫助接收端進行頻率的同步。

Continual pilot carrier positions (index number k)	
2K mode	8K mode
0 48 54 87 141 156 192 201 255 279 282 333 432 450	0 48 54 87 141 156 192 201 255 279 282 333 432 450
483 525 531 618 636 714 759 765 780 804 873 888 918	483 525 531 618 636 714 759 765 780 804 873 888
939 942 969 984 1050 1101 1107 1110 1137 1140 1146	918 939 942 969 984 1050 1101 1107 1110 1137 1140
1206 1269 1323 1377 1491 1683 1704	1146 1206 1269 1323 1377 1491 1683 1704 1752 1758
	1791 1845 1860 1896 1905 1959 1983 1986 2037 2136
	2154 2187 2229 2235 2322 2340 2418 2463 2469 2484
	2508 2577 2592 2622 2643 2646 2673 2688 2754 2805
	2811 2814 2841 2844 2850 2910 2973 3027 3081 3195
	3387 3408 3456 3462 3495 3549 3564 3600 3609 3663
	3687 3690 3741 3840 3858 3891 3933 3939 4026 4044
	4122 4167 4173 4188 4212 4281 4296 4326 4347 4350
	4377 4392 4458 4509 4515 4518 4545 4548 4554 4614
	4677 4731 4785 4899 5091 5112 5160 5166 5199 5253
	5268 5304 5313 5367 5391 5394 5445 5544 5562 5595
	5637 5643 5730 5748 5826 5871 5877 5892 5916 5985
	6000 6030 6051 6054 6081 6096 6162 6213 6219 6222
	6249 6252 6258 6318 6381 6435 6489 6603 6795 6816

表 2.5：連續領航訊號載波索引

### 2.8.3 傳輸參數訊號(Transmission Parameter Signaling)

傳輸參數訊號位存在特定位置子載波上，位置如表 2.6 所示。內容則是傳遞此數位影像廣播訊號的各項傳輸參數，包括訊框編號、Mapping 方式、階層傳輸資訊、編碼率、護衛區間長度、傳輸模式等。

2K mode	8K mode
34 50 209 346 413 569 595 688 790 901 1073 1219 1262 1286 1469 1594 1687	34 50 209 346 413 569 595 688 790 901 1073 1219 1262 1286 1469 1594 1687 1738 1754 1913 2050 2117 2273 2299 2392 2494 2605 2777 2923 2966 2990 3173 3298 3391 3442 3458 3617 3754 3821 3977 4003 4096 4198 4309 4481 4627 4670 4694 4877 5002 5095 5146 5162 5321 5458 5525 5681 5707 5800 5902 6013 6185 6331 6374 6398 6581 6706 6799

表 2.6：傳輸參數訊號載波索引

一組完整的傳輸參數訊號總共由 68 個位元構成，傳輸參數訊號每個位元所代表的傳輸參數如表 2.7 所示。這 68 個位元分布在同一個 OFDM 訊框 68 個 OFDM 符元的傳輸訊號參數子載波上，所以在傳輸訊號子載波上，每一個符元只攜帶了 1 個位元的資料量，調變的方式是差分二進位相移鍵控(DBPSK)。由於傳輸參數訊號對於接收端來說相當重要，裡頭有包含編碼率等資料，所以採用差分二進位相移鍵控的調變方式可以有效降低錯誤率。

Bit number	Purpose/Content
$s_0$	Initialization
$s_1 - s_{16}$	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
$s_{40} - s_{53}$	Reserved for future use
$s_{54} - s_{67}$	Error protection

表 2.7：傳輸參數訊號內容

## 2.9 OFDM 調變與護衛區添加

在傳送端建構完成的 OFDM 符元為頻域上的信號，每一個 OFDM 符元中的信號分屬於不同頻率的子載波上，利用快速傅立葉反轉換，將頻域的信號轉換到時域上。



轉到時域上的信號必須要在兩個 OFDM 符元間加上護衛區間，護衛區長度為符元長度的  $1/4$ 、 $1/8$ 、 $1/16$ 、 $1/32$  其中一種。護衛區間的內容是從時域上 OFDM 符元的尾端複製而來，如圖 2.14。護衛區間目的是為了讓各個頻率成分的訊號保持連續，避免信號不連續而破壞信號的正交性。同時護衛區間也可以避免因為多路徑通道太長，造成兩個 OFDM 符元間相互干擾效應(ISI)的問題。

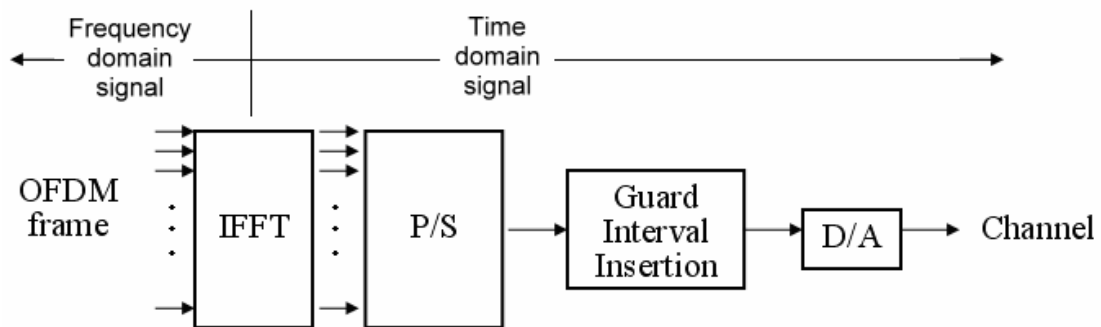


圖 2.13：使用快速傅立葉反轉以及護衛區的添加



圖 2.14：護衛區間添加

# 第三章 通道估測

## 3.1 頻域的通道估測法

### 3.1.1 一維線性內插法

在 DVB-T 系統中，每個符元(Symbol)每隔十二個子載波(subcarrier)有一個領航訊號(pilot)，如圖 3.1:



圖 3.1：Scattered Pilot 領航訊號的位置分布

而 DVB-T 系統的領航訊號(pilot)值為  $4/3$  或是  $-4/3$ ，假設  $Y_p$  為收到領航訊號， $X_p$  為已知傳送的領航訊號大小，便可得到此領航訊號上的通道響應為  $H_p$ :

$$H_p = \frac{Y_p}{X_p}$$

接下來可以利用內插的方式來得到其他子載波(subcarrier)上的通道響應，一維線性內插法就是在頻率軸上利用線性內插的方式得到未知的通道響應，如圖

3.2。

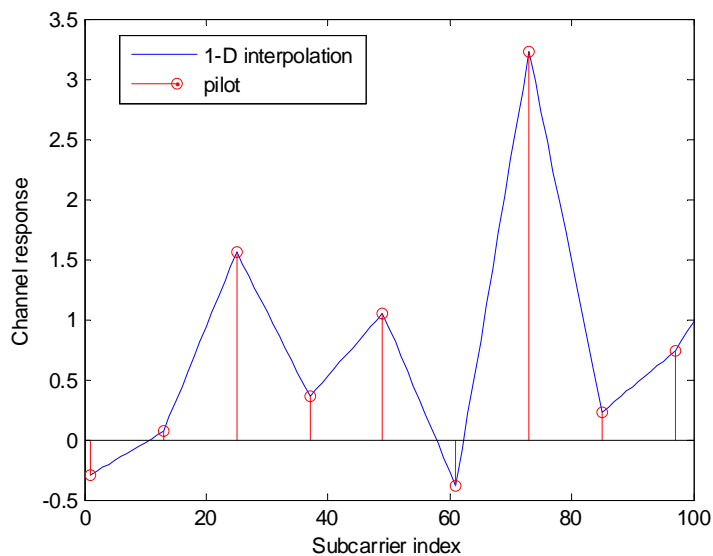


圖 3.2：一維線性內插的結果

因為一維線性內插運算複雜度低，而且只需要一個(symbol)就可以作通道估測，所以記憶體使用量也低。不過因為每 12 個子載波才有一個領航訊號，此方法對於頻域上變動比較大的通道，就無法得到較準確的通道響應。

### 3.1.2 二維線性內插法

由於一個 symbol 的 pilot 密度是 1/12，這個方法就是增加參考信號的密度。由於 DVB-T 的散佈領航訊號(Scattered pilot)分布狀況是以四個符元(symbol)為單位，在四個符元內領航訊號位置都不一樣，所以可以利用前後幾個符元來內插出更多的參考信號，將參考信號密度提昇到 1/3。

首先在時間軸上做線性內插的動作，如圖 3.3。接下來則是在一個符元的頻域軸上做線性內插的動作，如圖 3.4。

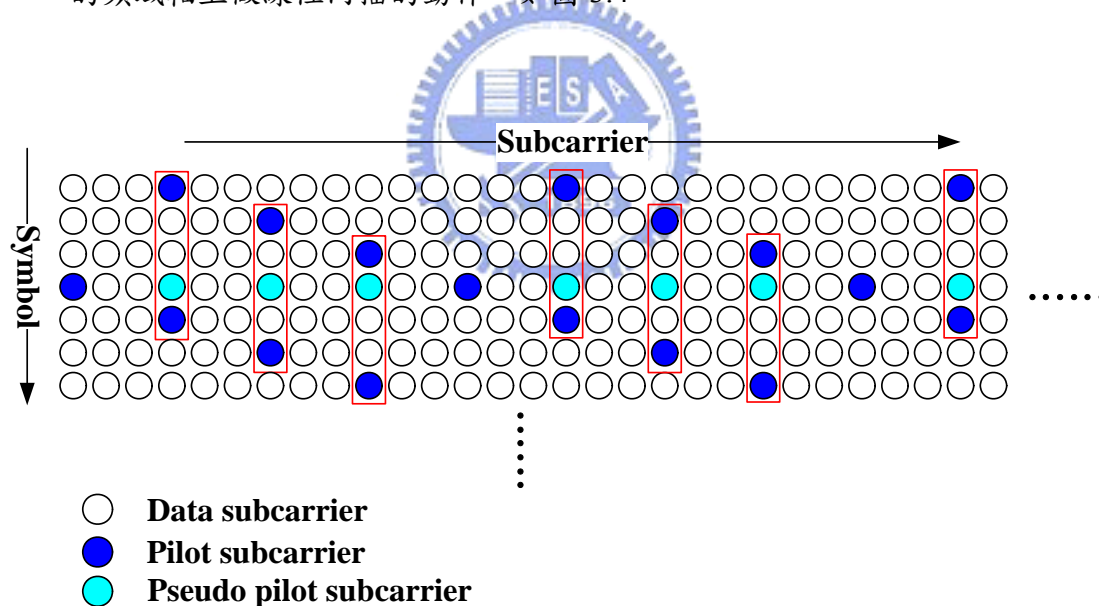


圖 3.3：在時間軸上做內插

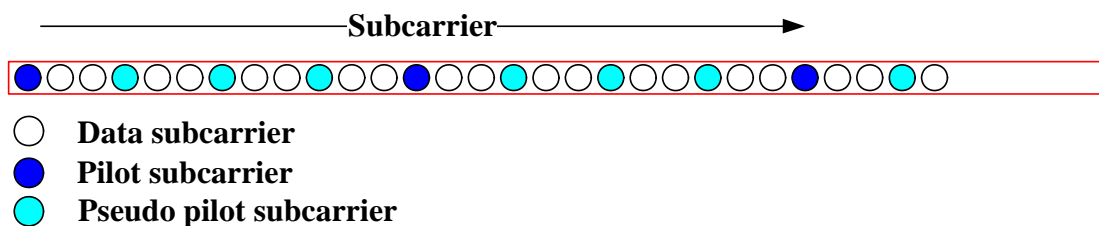


圖 3.4：在頻率軸上做內插

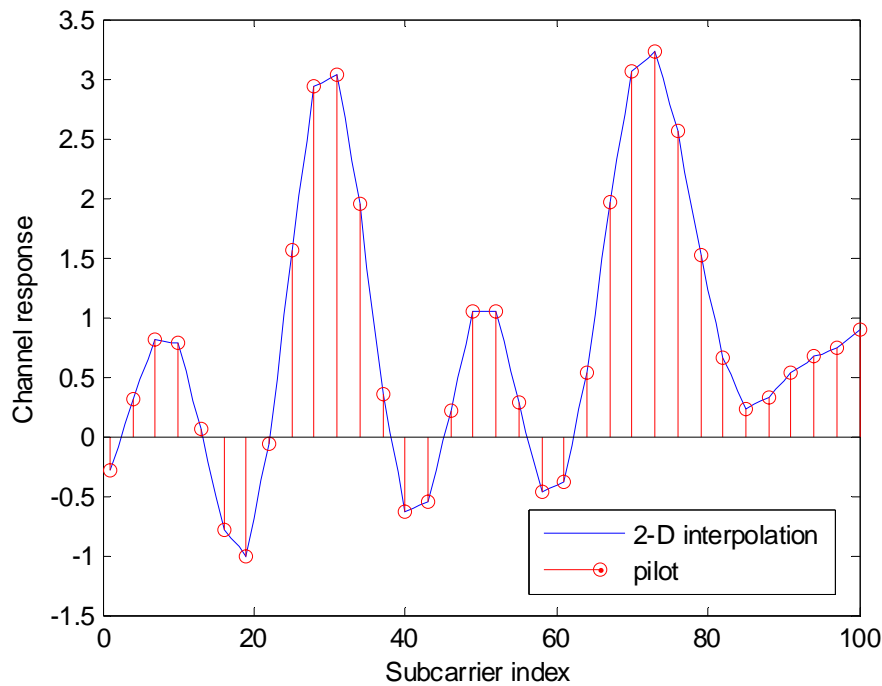


圖 3.5：二維線性內插的結果

因為提升了參考訊號的密度，所以用二維線性內插法可以得到較精準的通道估測結果，對於頻域上變動較大的通道來說，使用二維線性內插法的效能會比用一維線性內插法好很多。但是這個方法需要前後三個符元領航訊號的資訊，而且除了在頻率軸上作線性內插外，時間軸上也要做內插，因此整體的記憶體用量和運算的複雜度比用一維線性內插法高許多。

### 3.2 聯合時域與頻域的通道估測法

由於頻域上二維線性內插法對於頻率響應變化劇烈的通道來說，估算的結果還是不夠精準，仍然有效能上的瓶頸，所以另一個方式就是先在頻域上做通道響應的粗略估測，再轉到時域上作較精確的時域通道響應估測[2]。這樣的作法主要是根據一個觀察，一般的無線通道其時域響應通常是稀疏的，因此其未知的參數較少，因此在相同的領航訊號資訊下可以有較準確的通道估計結果。

頻域上通道響應的粗略估測可以利用 3.1 節的方法來做，再利用快速傅立葉轉換(IFFT)將頻域的通道響應轉到時域上，圖 3.6 為一轉換後的例子：

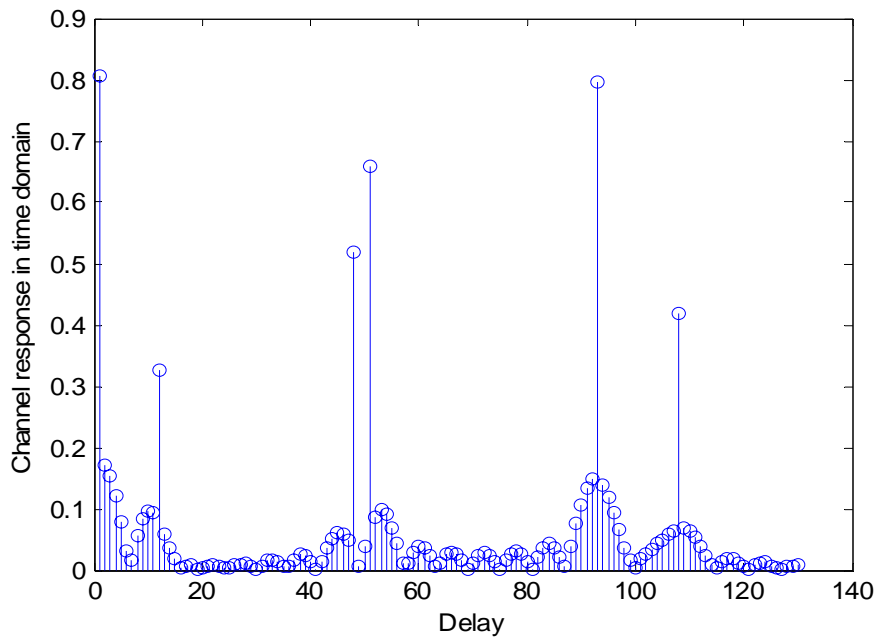


圖 3.6：將頻域的信道估測結果轉換到時域上

從圖 3.6 中我們可以看出時域通道脈衝響應主要的 Taps，因此首先要做的是把明顯的 tap 延遲位置給找出來，接著再估算那些 Tap 的脈衝響應，因為我們有域的領航訊號，我們可以使用最小平方估計法，以下說明[2]中所提出的時域通道響應延遲位置搜尋和最小平方時域通道估測法。

### 3.2.1 時域通道響應延遲位置搜尋法

這方法目的就是要找出 Tap 的延遲位置，利用 Tap 的脈衝響應大小來找出位置。最簡單直接的方法就是設定一個 threshold 來找尋位置，優點就是方法簡單，但缺點是 threshold 大小的決定對結果會有很大影響。如果 threshold 數值選擇太大，可能會漏掉一些脈衝小的 tap，threshold 選擇太小可能會把雜訊誤判成 tap，使用 threshold 來找尋位置的做法如圖 3.7 所示。

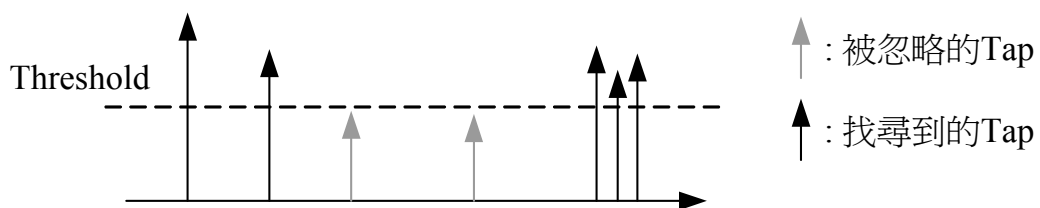


圖 3.7：利用設定 threshold 來找尋 Tap 位置

另一種方法就是用一階微分法去找出區間最大值，就可以得到 Tap 的延遲位置，其數學式為  $d[k] = \tilde{h}[k+1] - \tilde{h}[k]$ 。

這種做法的優點就是可以找出脈衝明顯的 Tap，但是缺點就是與脈衝最大 Tap 相鄰的 Tap 可能會被漏掉，造成判斷結果不正確，使用一階微分的做法如圖 3.8。

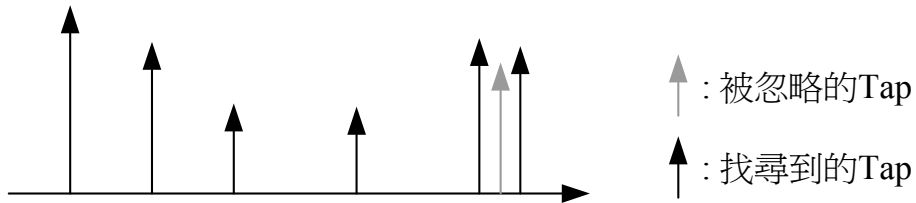


圖 3.8：利用一階微分法來找尋 Tap 位置

綜合以上的想法，[2]中提出結合以上兩個方法的做法。先利用一階微分法找到區間的最大值，並設定較高的 threshold 的值確認 Tap 的位置，如圖 3.9-(a) 所示。第二步就是扣除掉已知的 Tap 通道響應，再重新用一階微分法找到區間的最大值，並且用較低的 threshold 作判斷，如圖 3.9-(b) 所示。不斷的重複第二步驟，就可以利用遞迴的方式找到所有 Tap 的延遲位置，如圖 3.9-(c) 所示。

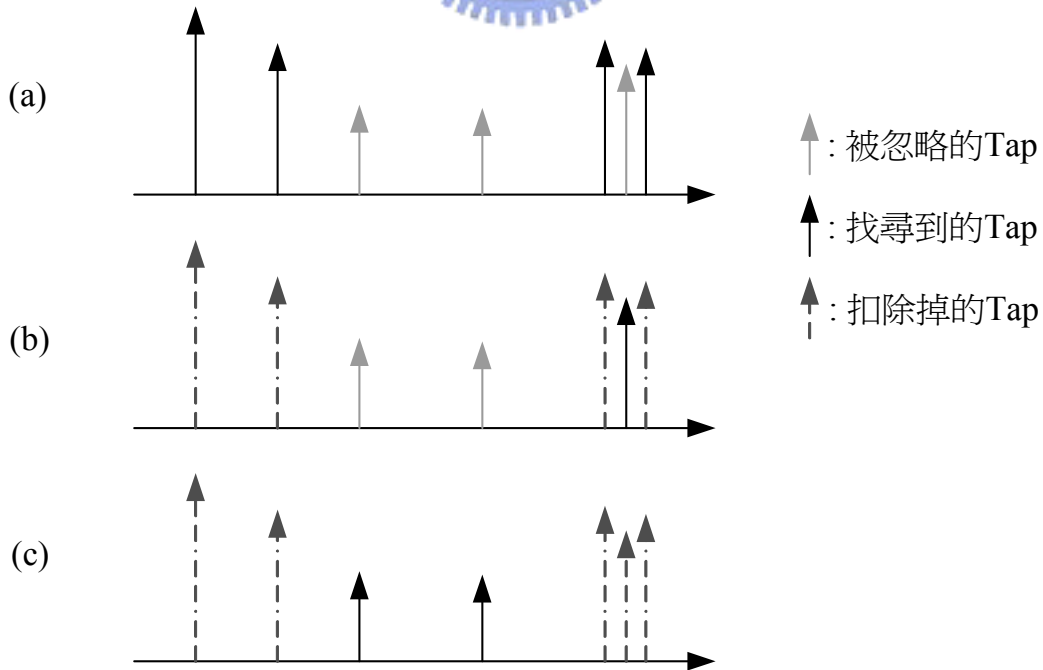


圖 3.9：遞迴式通道響應延遲搜尋法

### 3.2.2 最小平方法時域通道估測法

傳送訊號經過通道後，可以得到下面的式子：

$$Y = XGh + W$$

其中 Y 為收到的頻域訊號，h 為時域的通道響應，X 為頻域的傳送訊號，G 為 DFT 矩陣，將上式寫成矩陣形式如下：

$$\begin{bmatrix} Y(0) \\ Y(1) \\ \vdots \\ Y(N-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X(0) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & X(1) & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & X(N-1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{-j2\pi\frac{0*0}{N}} & e^{-j2\pi\frac{0*1}{N}} & \dots & e^{-j2\pi\frac{0*(L-1)}{N}} \\ e^{-j2\pi\frac{1*0}{N}} & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ e^{-j2\pi\frac{(N-1)*0}{N}} & \dots & \dots & e^{-j2\pi\frac{(N-1)*(L-1)}{N}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_0 \\ h_1 \\ \vdots \\ h_{L-1} \end{bmatrix}$$

其中 N 為 FFT 的大小，L 為通道最長的延遲位置。我們可以利用領航訊號 (pilot) 來估計時域通道響應 h，將上式整理如下：

$$Y_p = X_p G h$$

其中  $Y_p$  為收到的領航訊號大小， $X_p$  為傳送的領航訊號大小，求 h 可以用最小平方法(Least square)：

$$\hat{h}_{LS} = (G^H X_p^H X_p G)^{-1} G^H X_p^H Y_p$$

最小平方法需要反矩陣的運算，所以複雜度為  $O(L^3)$ ，由於無線通道的響應只有少數 tap 為非零的響應，因此我們可以使用 3.2.1 節的方法來得到的 Tap 延遲位置，再利用最小平方法求取這些位置上的值，因非零的 Tap 的數量沒有很多，運算複雜度則可降低。假使有 K 個非零的 Tap，而  $K \ll L$ ，則複雜度可降低為  $O(K^3)$ 。

### 3.2.3 遞迴式聯合時域與頻域的通道估測法

3.2.1 節敘述使用遞迴的方法去找出 Tap 的延遲位置，每一次搜尋時都會扣掉之前找到的 Tap，3.2.2 節則敘述最小平方法時域通道估測法用來計算找到 Tap

實際的數值大小，綜合以上的方法，[2]中提出了遞迴式聯合時域與頻域的通道估測法，並且搭配計算最小平方誤差的方式來決定是否要停止作 Tap 的搜尋。圖

3.10 為此估測方法之方塊圖：

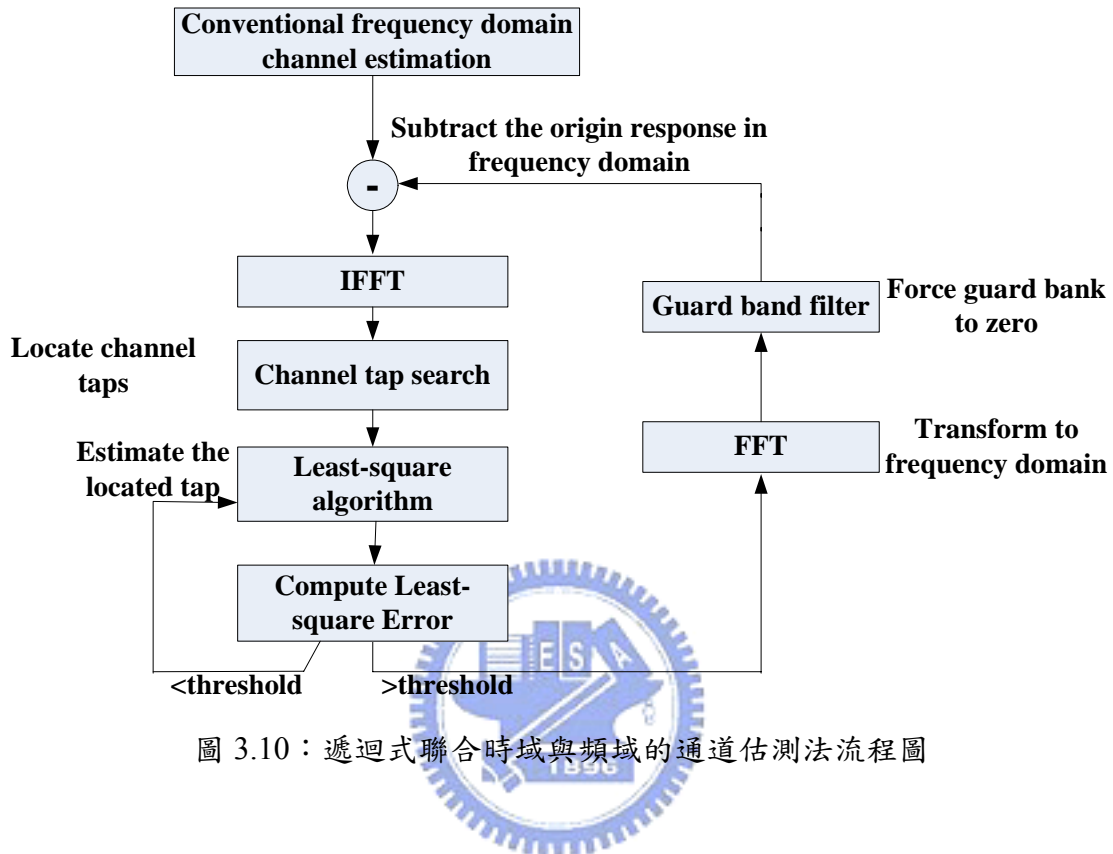


圖 3.10：遞迴式聯合時域與頻域的通道估測法流程圖

上面的方法會重覆作 IFFT 和 FFT 的動作運算，導致運算複雜度會提高很多，[2]中提出在時域做通道響應的扣除，以減少 IFFT 和 FFT 的動作。

OFDM 系統使用護衛區間濾波器(Guard band filter)在頻域上產生護衛區間，這個濾波器轉到時域上可以改成一個等效的 sinc 濾波器(sinc filter)，不過現實中 sinc 濾波器難以實現，可以用一低通濾波器(Low-pass filter)來取代，圖 3.11 為最後的通道估測方塊圖。



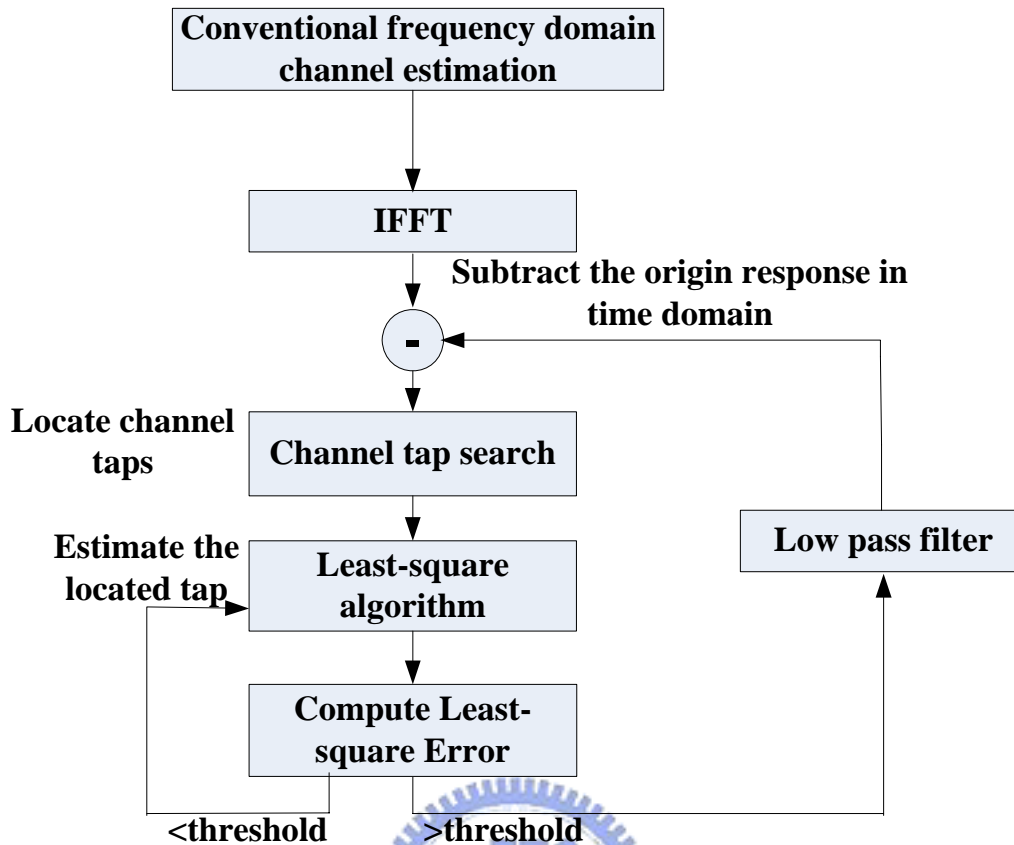


圖 3.11：低複雜度遞迴式聯合時域與頻域的通道估測法流程圖

### 3.3 改進的聯合時域與頻域通道估測法

在 DVB 的規格中領航訊號密度為 1/12，在這個密度之下[2]所提的方法可以得到很好的效能，但是在此密度下領航訊號的總數很多，使得計算的複雜度還是很高，為了降低複雜度以及提昇效能在此我們提出一新的改善方法。

3.2 節中所敘述的方法是依大小次序估出通道響應的每一個 tap，但在估某一 tap 值時後面 tap 並未扣除，因此其準度會受影響，在此我們提出一遞迴的估測方法，可以重新計算時域上每個通道的脈衝響應以得到更精確的時域通道脈衝響應，所提出的方法步驟如下：

#### 步驟一：

令已知道的傳送領航訊號大小為  $X_p$ ，收到的領航訊號大小為  $Y_p$ ，使用 3.2 節的方法得到的時域通道脈衝響應有  $n$  個 Tap，分別為  $h_1, h_2, \dots, h_n$ ，先從  $h_1 \sim h_n$

當中選擇脈衝響應最大的 Tap，假設最大者為第  $k$  個 Tap -  $h_k$ ，接下來的步驟就是把  $h_k$  做重新估算的動作。

**步驟二：**

將  $h_k$  以外的 Tap，利用快速傅立葉轉換(FFT)轉成頻域的通道響應，令轉換結果為  $H'$ 。

**步驟三：**

將收到的領航訊號  $Y_p$  扣除掉第二步驟所得到的  $H'$  對於  $Y_p$  的影響，亦即扣除其他 Tap 的干擾，我們可以整理出以下的式子：

$$Y_p' = Y_p - X_p H'$$

**步驟四：**

利用 3.2.2 節的最小平方法時域通道估測法重新估算  $h_k$  這個 Tap 的脈衝響應。

$$\hat{h}_k' = (G^H X_p^H X_p G)^{-1} G^H X_p^H Y_p'$$

**步驟五：**

重複步驟二到步驟四，但挑選脈衝響應次大的 Tap，直到每一個 Tap 都重新估算，如此可得到新的時域通道響應  $h_1' \sim h_n'$ 。我們也可重複上述的方法再做通道響應的重新估計，直到效能不能再增加為止。

綜合以上步驟我們可以得到下面的方塊圖：

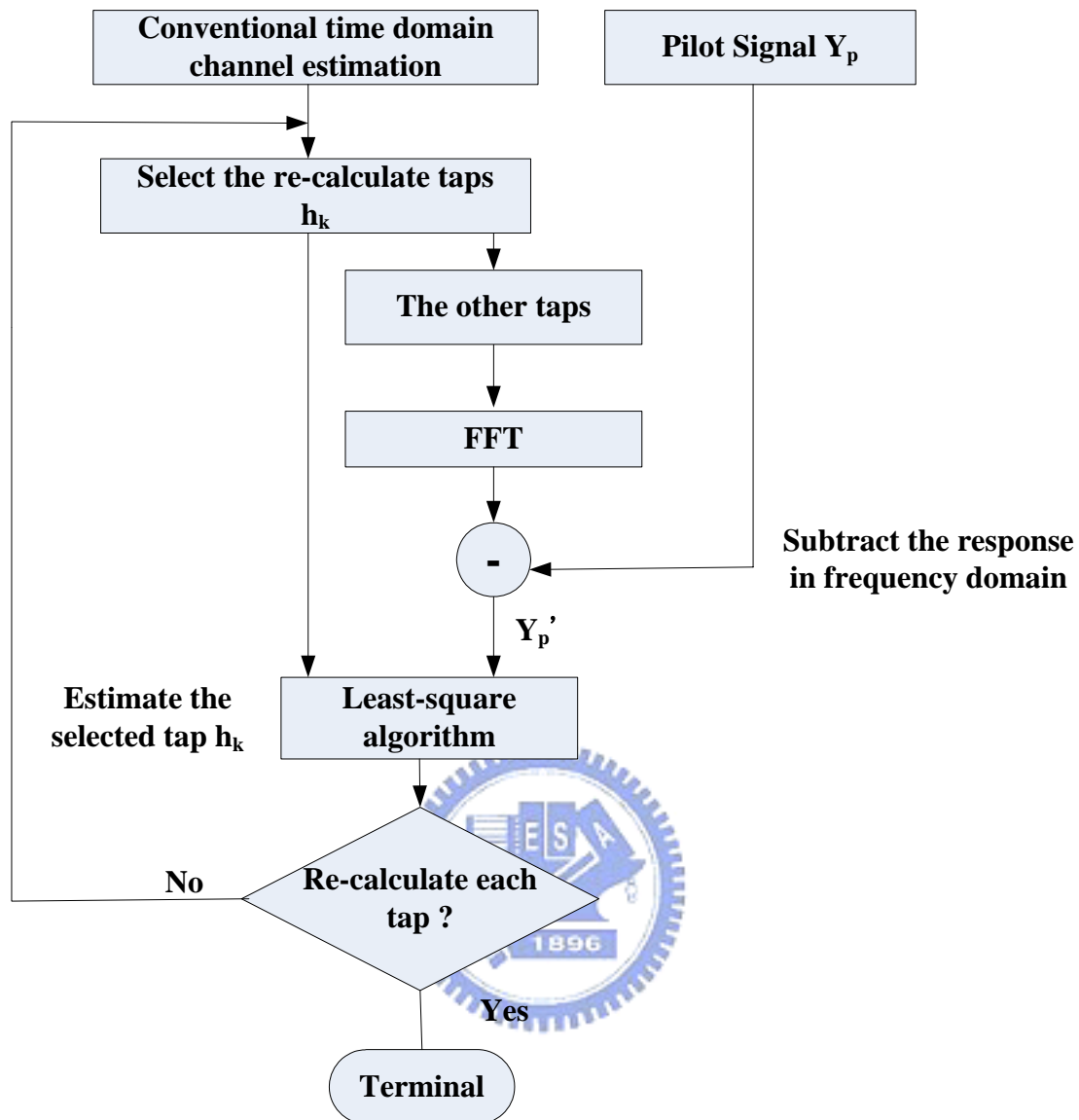


圖 3.12：改善後的聯合時域與頻域通道估測法流程圖

這個方法的想法就是對每一個 tap 的脈衝響應做重新的估計，重新估計前先將其他 tap 的干擾扣除，這方法可以改善因為領航訊號的密度太低，使得聯合時域與頻域通道估測結果不準確造成效能的低落，也可用來降低運算複雜度。這個方法不限定一次只做一個 tap 的脈衝響應重新估算，也可以一次處理多個 tap 的重新估算，差別就在於運算複雜度和系統效能，一般來說，每次只計算一個 tap 會得到比較好的系統效能，但是整體的運算複雜度就會比較高。在第二步驟中，快速傅立葉轉換(FFT)的動作不一定是有效率的，如 pilot 或通道的 tap 數目較少時，使用 DFT 反而可以有較低的運算複雜度。

## 第四章 載波間干擾消除法

### 4.1 現有的載波間干擾消除法

#### 4.1.1 Jeon's 方法[5]

令某一子載波頻域之接收訊號為  $Y=[y_0, y_1, \dots, y_{N-1}]^T$ ，則  $Y$  可以寫成  $Y=HX$ ，

$Y$  為頻域收到的訊號， $X=[X_0, X_1, \dots, X_{N-1}]^T$  為頻域傳送的訊號， $H$  為頻域通道的

響應且：

$$H = \begin{bmatrix} a_{0,0} & \cdots & \cdots & \cdots & a_{0,N-1} \\ a_{1,0} & \ddots & & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & & \ddots & \vdots \\ a_{N-1,0} & \cdots & \cdots & \cdots & a_{N-1,N-1} \end{bmatrix}。$$

步驟一：

假設把通道變化緩慢，則遠離矩陣對角線部份的 ICI 項可以被忽略，例如

$a_{m,k} = 0$ ， $|m-k| > q/2$ ， $q$  為 ICI 項的數目，於是  $H$  可改寫成：

$$H' = \begin{bmatrix} a_{0,0} & \cdots & a_{0, \frac{q}{2}} & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & & & \vdots \\ a_{\frac{q}{2}, 0} & & \ddots & & a_{N-1-\frac{q}{2}, N-1} \\ \vdots & & & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & a_{N-1, N-1-\frac{q}{2}} & \cdots & a_{N-1, N-1} \end{bmatrix}$$

步驟二：

將  $H'$  做矩陣轉換的動作，將對角線項分成好幾塊重新組合成矩陣  $G$ ，如圖

4.1。

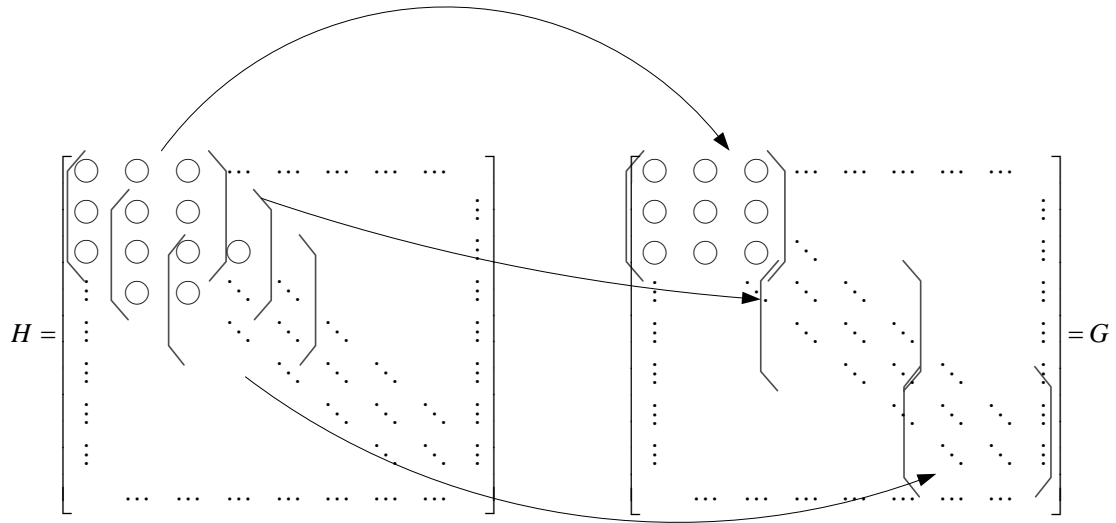


圖 4.1：將 H 做轉換方式

**步驟三：**

於是將式子重新整理成  $\mathcal{Y} = G\mathcal{X} + \mathcal{W}$ ，其中：

$$\mathcal{X} = [\mathcal{X}_0, \mathcal{X}_1, \dots, \mathcal{X}_{N-1-q}]^T$$

$$\mathcal{X}'_n = [X_n, X_{n+1}, \dots, X_{n+q}]^T$$

$$\mathcal{Y} = [\mathcal{Y}_0, \mathcal{Y}_1, \dots, \mathcal{Y}_{N-1-q}]^T$$

$$\mathcal{Y}'_n = [Y_n, Y_{n+1}, \dots, Y_{n+q}]^T$$

$$\mathcal{W} = [\mathcal{W}_0, \mathcal{W}_1, \dots, \mathcal{W}_{N-1-q}]^T$$

$$\mathcal{W}'_n = [W_n, W_{n+1}, \dots, W_{n+q}]^T$$

於是可以利用反矩陣來求得  $\tilde{\mathcal{X}} = G^{-1}\mathcal{Y}$ ，再從  $\tilde{\mathcal{X}}$  求得  $X_1 \sim X_N$ 。由於矩陣 H 在轉換時會有重疊，所得到的  $X_i$  就會有重複，所以在這裡都取  $\tilde{\mathcal{X}}$  的中間項  $X_i$  以達到比較好的效能。

由於每次作反矩陣的運算複雜度為  $O((q+1)^3)$ ，有 N 個子載波(Subcarrier)，所以需要作 N 次，因此這個方法的運算複雜度為  $O(N(q+1)^3)$ 。

## 4.1.2 連續載波間干擾消除法[6]

傳送訊號經過通道後，其時域訊號可以寫成  $y = Hx + w$ ，其中

$y = [y_0, y_1, \dots, y_{N-1}]^T$  為接收端收到的時域訊號， $x = [x_0, x_1, \dots, x_{N-1}]^T$  為傳送端傳送的時域訊號， $H$  為時域通道響應， $w = [w_0, w_1, \dots, w_{N-1}]^T$  為雜訊。

若  $Q$  為 DFT 矩陣，則  $y = Hx + w = \frac{1}{N} HQ^H Qx + w$ 。令  $V = \frac{1}{N} HQ^H$ ，時域的傳送訊號  $x$  乘上 DFT 矩陣後，則  $X = Qx$  為傳送端傳送的頻域訊號，所以可以把上式化簡成：

$$y = \frac{1}{N} HQ^H Qx + w = VX + w$$

### 步驟一：

利用 MMSE 演算法得到等化矩陣  $U^H = (V^H V + \sigma^2 I)^{-1} V^H$ ， $\sigma^2$  為白色高斯雜訊(AWGN)的 variance。

### 步驟二：

找出第  $i$  個子載波(Subcarrier)有最大的訊雜比，式子為：

$$i_1 = \arg \max_k \frac{|\langle u_k, v_k \rangle|^2}{\sum_{m, m \neq k} |\langle u_k, v_m \rangle|^2 + \sigma^2 \|u_k\|^2}$$

$u_k, v_k$  分別代表矩陣  $U$  和  $V$  第  $k$  行元素。

### 步驟三：

將具有最大的訊雜比之第  $i$  個子載波(Subcarrier)訊號利用 MMSE 的演算法  $z(i_j) = u_{i_j}^H y$  和 Hard decision 求得子載波的數值。

### 步驟四：

從收到的訊號  $y$  扣掉上一步驟求得的子載波的訊號的成分，並且從矩陣  $V$  剔

除跟上一步驟得到子載波的有關元素。

**步驟五:**

重複第一到第四個步驟，直到算出所有子載波(Subcarrier)的資料，流程圖為

圖 4.2:

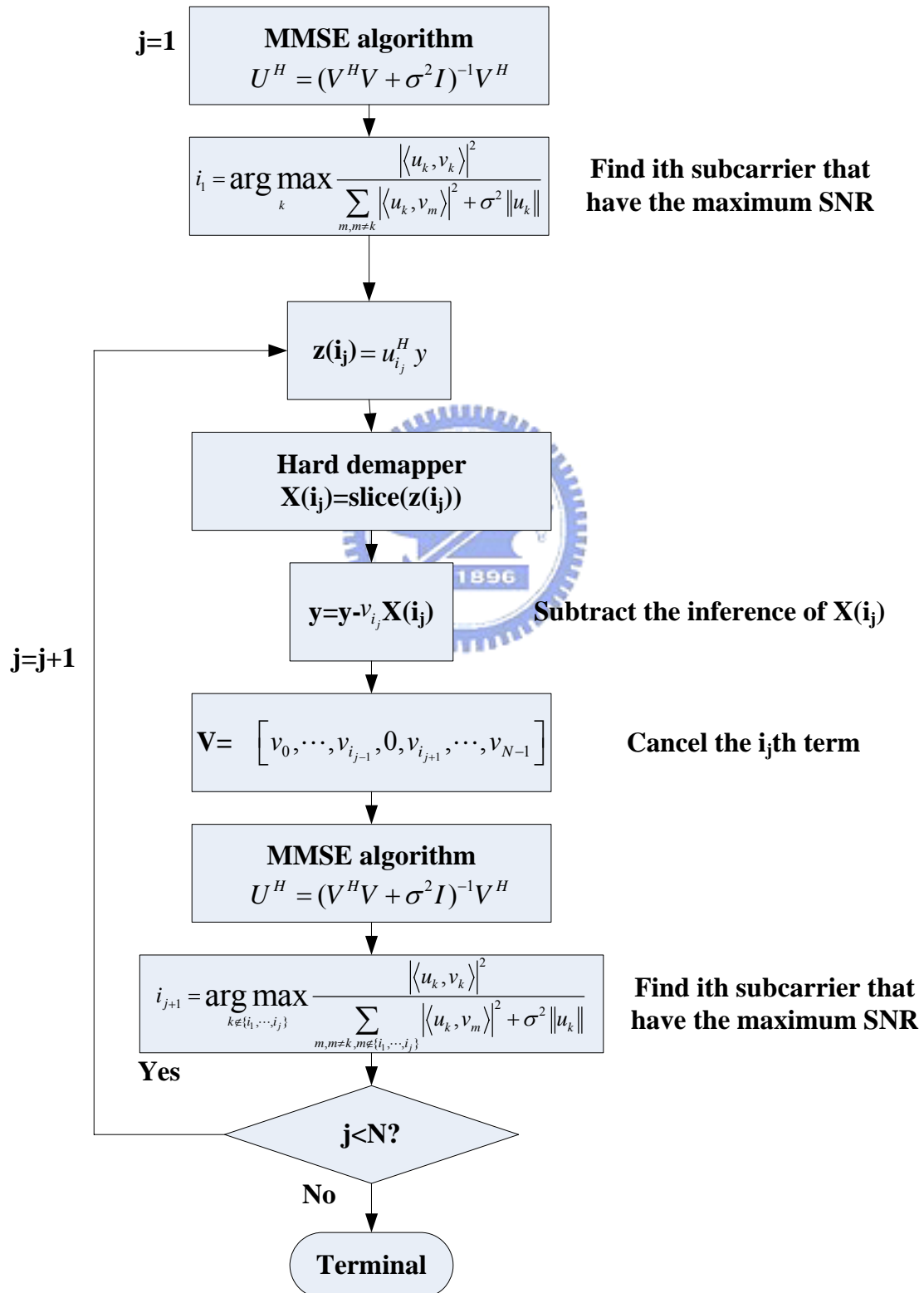


圖 4.2：連續載波間干擾消除法流程圖

由於每次作 MMSE 的運算複雜度為  $O(N^3)$ ，有  $N$  個子載波(Subcarrier)，要計算  $N$  次 MMSE 運算，所以整體的運算複雜度  $O(N^4)$ ，比上一個方法複雜許多。

## 4.2 所提出之低複雜度方法

考量整體的運算複雜度，以[5]~[10]的方法來說，4.1.1 節方法運算複雜度為最低的，所以以 4.1.1 節的方法為基礎來提出載波間干擾消除的方法。

### 4.2.1 載波間干擾消除方法一

在這裡每次運算取  $3 \times 3$  的矩陣大小，每次得到一個  $X_i$  的數值，如圖 4.，但是每次計算  $X_i$  的時候會先扣掉已知的訊號  $X_{i-1}$  的干擾，步驟如下：

$$\begin{bmatrix} Y_1 \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ Y_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{21} & H_{31} & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & H_{N1} \\ H_{12} & H_{22} & H_{32} & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \vdots \\ H_{13} & H_{23} & H_{33} & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \vdots \\ H_{1N} & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & H_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ X_N \end{bmatrix}$$

圖 4.3：方法一選擇矩陣的方式

#### 步驟一：

經過第一次運算後可以得到  $X_1$  和  $X_2$  的數值。

#### 步驟二：

在第二次運算時，目標是求  $X_3$  的數值：



$$\begin{bmatrix} Y_2 \\ Y_3 \\ Y_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{22} & H_{32} & H_{42} \\ H_{23} & H_{33} & H_{43} \\ H_{24} & H_{34} & H_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_2 \\ X_3 \\ X_4 \end{bmatrix}$$

令  $Y = [Y_2 \ Y_3 \ Y_4]^T$  ,  $Y' = [Y'_2 \ Y'_3 \ Y'_4]^T$  , 扣除掉已知的  $X_2$  對  $Y$  的影響, 可以得到下式:

$$Y' = Y - [H_{22} \ H_{23} \ H_{24}]^T * X_2$$

**步驟三:**

將步驟二重新整理, 可得下面的矩陣:

$$\begin{bmatrix} Y'_2 \\ Y'_3 \\ Y'_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{32} & H_{42} \\ H_{33} & H_{43} \\ H_{34} & H_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_3 \\ X_4 \end{bmatrix}$$

接著可以利用 Least-squares 或是 Zero-forcing 的方法來求得  $X_3$ :

**-Least squares 方法 :**

$$\text{令 } Y' = [Y'_2 \ Y'_3 \ Y'_4]^T, \ X' = [X_3 \ X_4]^T, \ H' = \begin{bmatrix} H_{32} & H_{42} \\ H_{33} & H_{43} \\ H_{34} & H_{44} \end{bmatrix}, \text{ 利用}$$

Least-squares 方法求得  $X'$ :

$$X' = (H'^H H')^{-1} H'^H Y'$$

**-Zero-forcing 方法 :**

$$\text{令 } Y' = [Y'_3 \ Y'_4]^T, \ X' = [X_3 \ X_4]^T, \ H' = \begin{bmatrix} H_{33} & H_{43} \\ H_{34} & H_{44} \end{bmatrix}, \text{ 利用 Zero-}$$

forcing 的方式求得  $X'$ :

$$X' = (H')^{-1} Y'$$

**步驟四:**

改變運算區塊，重複步驟二和步驟三，直到計算出所有的  $X_i$ ， $i=1\sim N$ 。

將上面步驟整理成方塊圖如下:

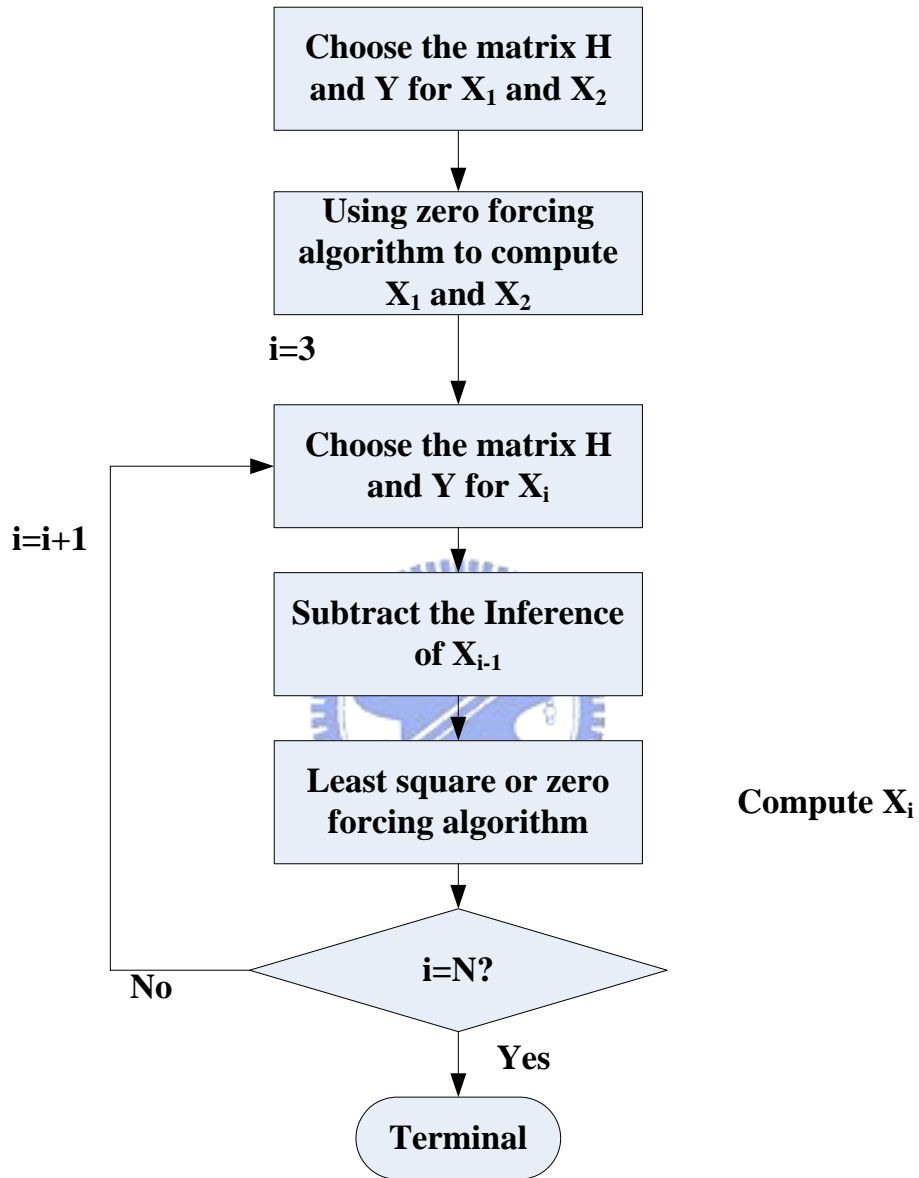


圖 4.4：載波間干擾消除方法一的流程圖

#### 4.2.2 載波間干擾消除方法二

**步驟一:**

在這裡選擇  $3 \times 3$  的矩陣大小來做計算，但是先利用跳躍的方式來求得

$X_1, X_2, X_4, \dots, X_{2k}, \dots, X_N$   $k=1\sim N/2$ ，如圖 4.5。

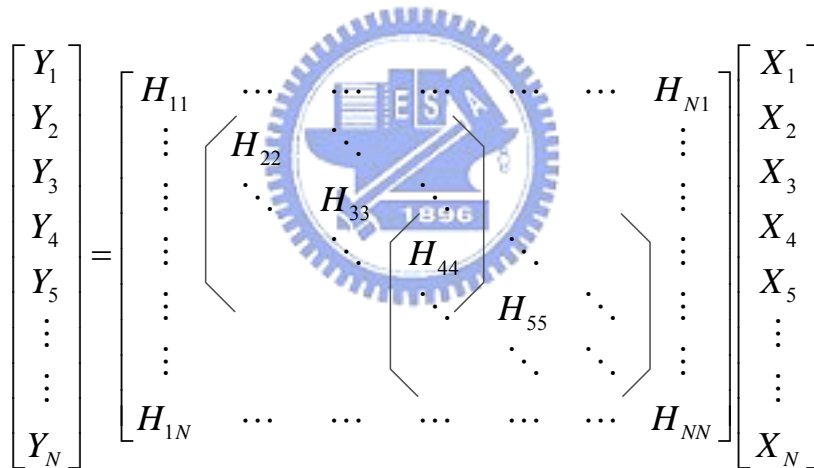
$$\begin{bmatrix} Y_1 \\ Y_2 \\ Y_3 \\ Y_4 \\ Y_5 \\ \vdots \\ Y_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{11} & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & H_{N1} \\ \vdots & H_{22} & \ddots & \dots & \dots & \dots & \vdots \\ \vdots & \ddots & H_{33} & \ddots & \dots & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & H_{44} & \ddots & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & H_{55} & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ H_{1N} & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & H_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \\ X_4 \\ X_5 \\ \vdots \\ X_N \end{bmatrix}$$

圖 4.5：方法二步驟一選擇矩陣的方式

**步驟二：**

接下來是要計算未知的  $X_3, X_5, X_7, \dots, X_{2k-1}, \dots, X_{N-1}$   $k=1 \sim N/2$ ，選擇矩陣的方式

如下圖：



$$\begin{bmatrix} Y_1 \\ Y_2 \\ Y_3 \\ Y_4 \\ Y_5 \\ \vdots \\ Y_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{11} & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & H_{N1} \\ \vdots & H_{22} & \ddots & \dots & \dots & \dots & \vdots \\ \vdots & \ddots & H_{33} & \ddots & \dots & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & H_{44} & \ddots & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & H_{55} & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ H_{1N} & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & H_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \\ X_4 \\ X_5 \\ \vdots \\ X_N \end{bmatrix}$$

圖 4.6：方法二步驟二選擇矩陣的方式

$$\begin{bmatrix} Y_2 \\ Y_3 \\ Y_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{22} & H_{32} & H_{42} \\ H_{23} & H_{33} & H_{43} \\ H_{24} & H_{34} & H_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_2 \\ X_3 \\ X_4 \end{bmatrix}$$

令  $Y = [Y_2 \ Y_3 \ Y_4]^T$ ， $Y' = [Y'_2 \ Y'_3 \ Y'_4]^T$ ，扣除掉已知的  $X_2$  和  $X_4$  對  $Y$  的影響，可以得到下式：

$$Y' = Y - [H_{22} \ H_{23} \ H_{24}]^T * X_2 - [H_{42} \ H_{43} \ H_{44}]^T * X_4$$

令  $Y' = [Y'_2 \ Y'_3 \ Y'_4]^T$ ,  $H' = [H_{32} \ H_{33} \ H_{34}]^T$ , 可利用 Least-squares 或

是 Zero-Forcing 的方法求得  $X_3$ :

$$\text{Least-squares: } X_3 = (H'^H H')^{-1} H'^H Y'$$

$$\text{Zero-Forcing: } X_3 = (H_{33})^{-1} Y'_3$$

以此類推可以得到  $X_3, X_5, X_7, \dots, X_{2K-1}, \dots, X_{N-1}$   $k=1 \sim N/2$ , 就可以得到  $X_1 \sim X_N$

的數值。流程圖如下:

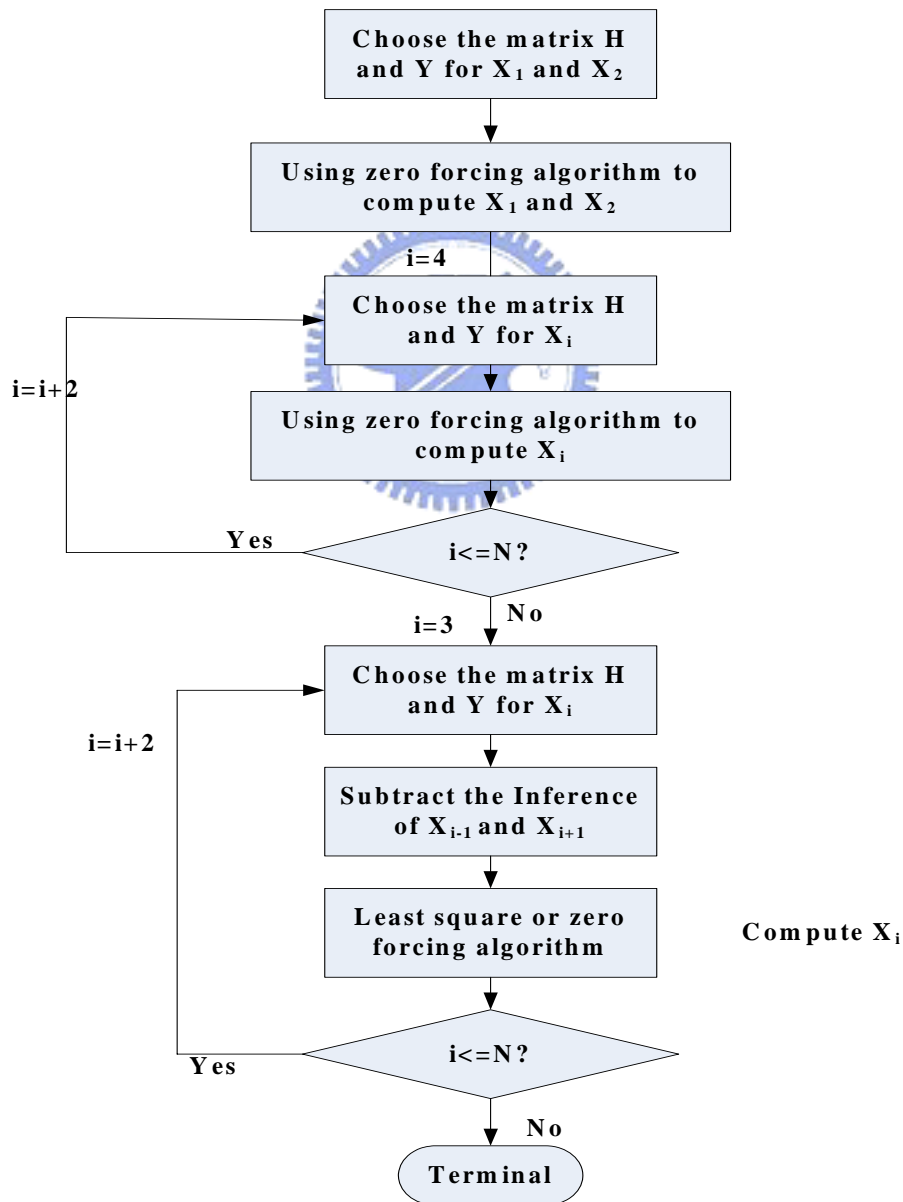


圖 4.7：載波間干擾消除方法二流程圖

另外以上兩種方法可以在第一步驟使用 Hard decision 的方式先把  $X_i$  的實際的資料位元解出來，第二步驟時再扣除這個  $X_i$  的影響，主要的目的就是想要提高在步驟一所得  $X_i$  正確性，如果 Hard decision 正確的話，步驟二在扣除完干擾後可以有較好的結果，有可能改善效能。

### 4.2.3 運算複雜度比較

假設每個符元(Symbol)有  $N$  個子載波(Subcarrier)，則各種方法的運算複雜度 [11] 可以整理成下表：

方法	加法次數	乘法次數	除法次數
Jeon's 方法 (3X3 矩陣)	$(N-4)*7+2*9$	$(N-4)*7+2*9$	$(N-4)*4+2*5$
Jeon's 方法 (5X5 矩陣)	$(N-4)*34+2*38$	$(N-4)*34+2*38$	$(N-4)*11+2*12$
提出方法一(LS)	$(N-4)*17+9+12$	$(N-4)*22+9+12$	$(N-4)*2+5+5$
提出方法一(ZF)	$(N-4)*5+9+6$	$(N-4)*5+9+6$	$(N-4)*2+5+3$
提出方法二(LS)	$(N-4)*7/2+2*9$ $+(N-4)*4/2$	$(N-4)*7/2+2*9$ $+(N-4)*6/2$	$(N-4)*4/2+2*5$ $+(N-4)/2$
提出方法二(ZF)	$(N-4)*7/2+2*9$	$(N-4)*7/2+2*9$	$(N-4)*4/2+2*5$ $+(N-4)/2$

表 4.1：載波間干擾消除法的運算複雜度

假設  $N$  為 64 的話，可得到表 4.2。從表 4.2 和圖 4.8 可以看出所提的方法的運算複雜度均小於 4.1.1 節的 5X5 Jeon's 方法，除了方法一採用 Least-squares 的運算複雜度會大於 3X3 Jeon's 方法外，其他的方法運算複雜度均小於 Jeon's 方法

(3X3 矩陣)。

方法	加法次數	乘法次數 / 除法次數
Jeon's 方法(3X3 矩陣)	438	438 / 250
Jeon's 方法(5X5 矩陣)	2116	2116 / 684
提出方法一(LS)	1041	1341 / 130
提出方法一(ZF)	315	315 / 128
提出方法二(LS)	348	408 / 160
提出方法二(ZF)	228	228 / 160

表 4.2：N=64 的載波間干擾消除法的運算複雜度

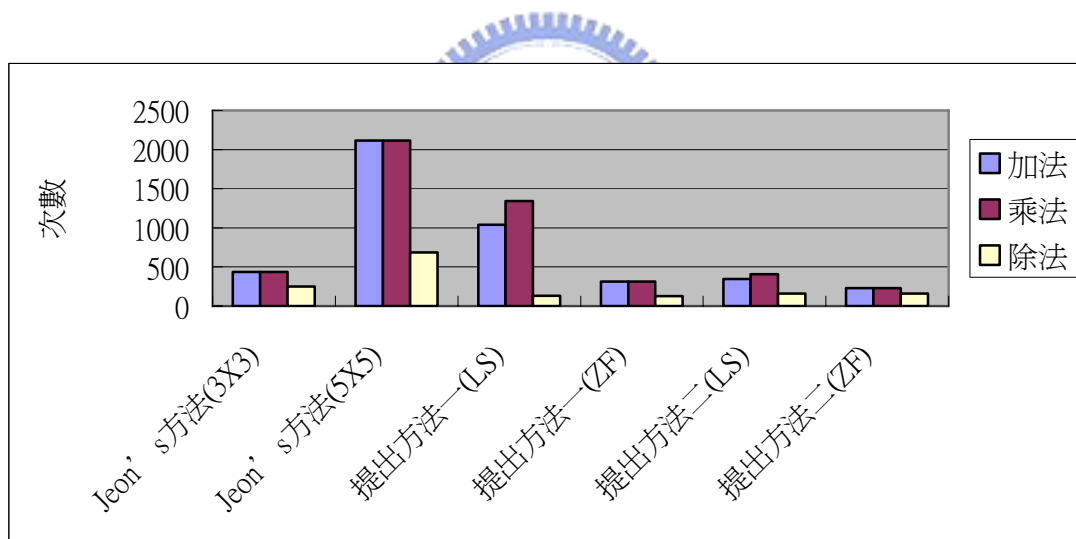


圖 4.8：N=64 的載波間干擾消除法的運算複雜度

## 第五章 系統模擬結果

### 5.1 通道估測法模擬

#### 5.1.1 頻域上的通道估測

效能模擬使用 DVB-T 系統為模擬的平台，系統參數如下表：

模式:	2K
Mapping	16QAM
Code rate	2/3
Guard Interval	1/4

表 5.1：通道估測模擬系統參數

從模擬圖 5.1 可以看出，在 AWGN 通道下，運算複雜度較高的二維線性內插法的效能較一維線性內插法好，但效能增益相差不大，大約 0.5dB 左右。主要因為加性白高斯雜訊通道(AWGN channel)下，在頻域軸上的通道響應變化並不大，所以使用一維線性內插法和二維線性內插法的效能不會相差很多。

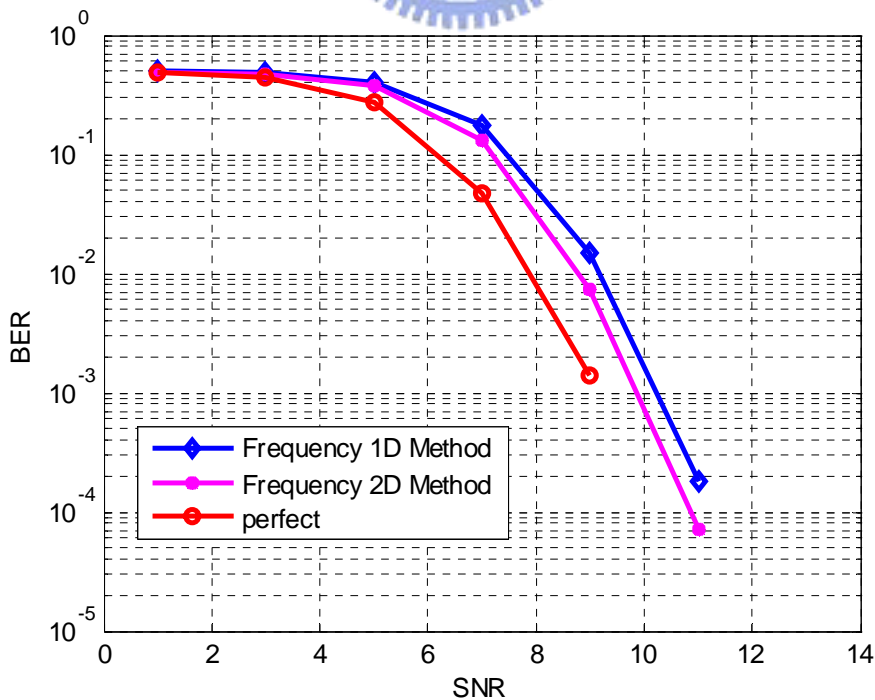


圖 5.1：AWGN 通道下頻域通道估測法效能模擬圖

在多路徑通道模擬，參考文獻[12]，我們可以得到一個有 6 個路徑的通道參數，如表 5.2 所示。另外我們也假設一個延遲展延較長的多路徑通道，圖 5.2 顯示將以上兩組通道之脈衝響應。多路徑通道(a)最遠的 tap 延遲為 38 個取樣時間，多路徑通道(b)最遠的 tap 延遲為 108 取樣時間，模擬環境的護衛區間的長度為 512 個取樣時間，所以不會產生 ISI 效應。

Tap Number	Delay( $\mu\text{s}$ )	Power(Lin)	Power(dB)
1	0.0	0.5	-3
2	0.2	1	0
3	0.5	0.63	-2
4	1.6	0.25	-6
5	2.3	0.16	-8
6	5.0	0.1	-10

表 5.2：多路徑通道(a)參數

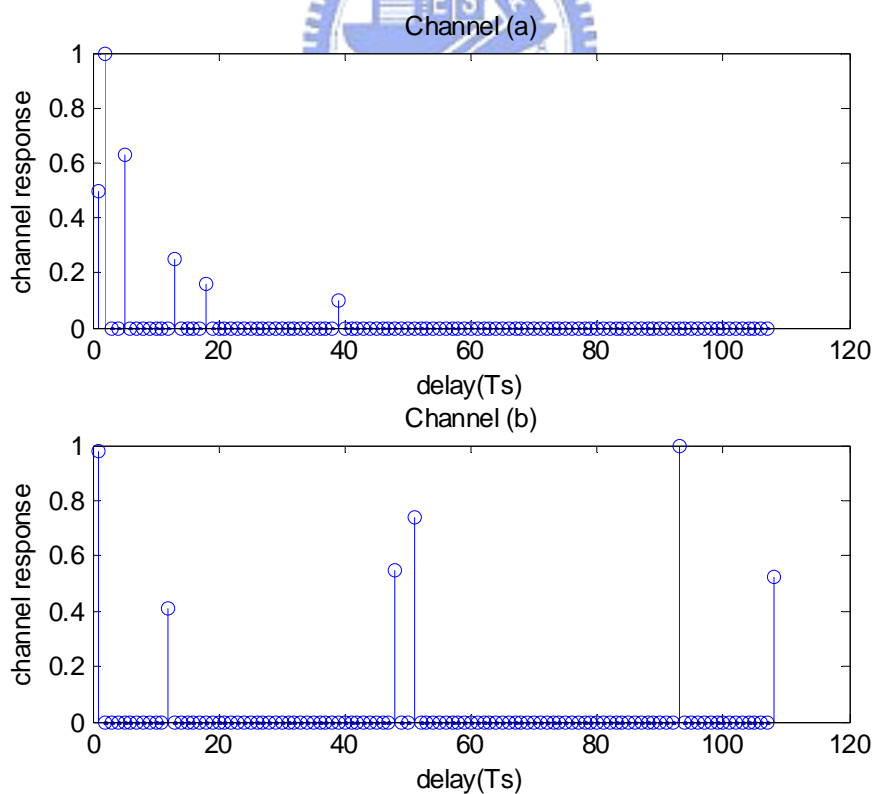


圖 5.2：多路徑通道



圖 5.3 和圖 5.4 分別為使用以上兩種不同延遲展延的多路徑通道模擬結果，對於通道(a)來說，延遲展延比較小，在頻域來說變化也不會非常劇烈，所以用一維線性內插跟二維線性內插法的效能不會相差太多。

對於通道(b)來說，通道的延遲展延比較大，在頻域上的通道響應變化就非常劇烈，所以用一維線性內插法的效能表現就非常的不好，內插出來的通道響應就不夠精準。而使用二維線性內插法的效能好很多，因為二維線性內插法的參考訊號比較多，比較能夠得到較精確的通道響應，圖 5.5 就是利用二維線性內插法得到的頻域通道響應結果。

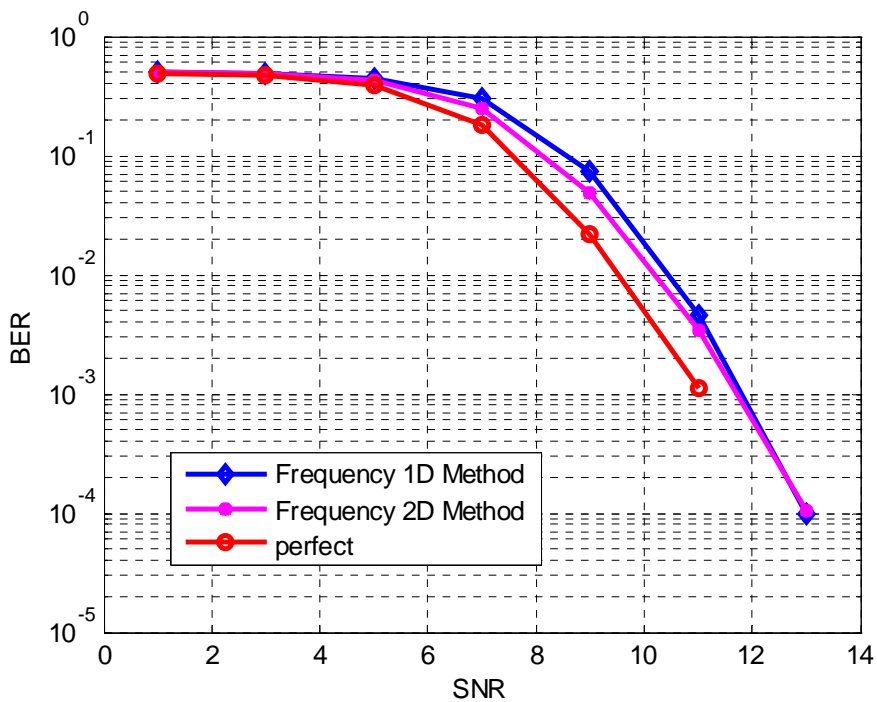


圖 5.3：在多重路徑通道(a)下效能模擬

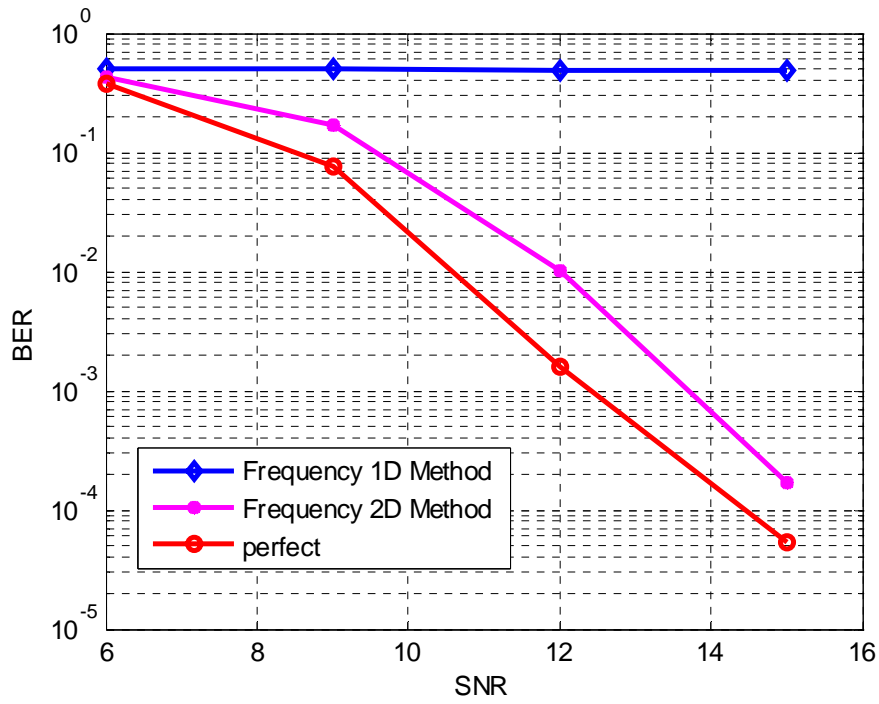


圖 5.4：在多重路徑通道(b)下的效能模擬

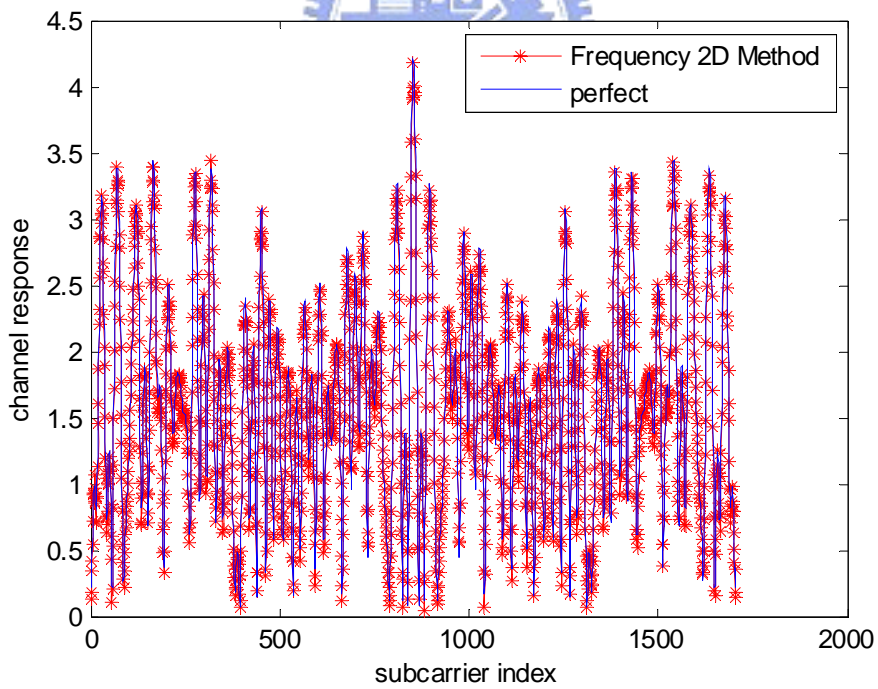


圖 5.5：在多路徑通道(b)環境下，用二維性內插法估測出來的結果

### 5.1.2 聯合時域與頻域通道估測法

圖 5.6 就是利用聯合時域與頻域通道估測法得到的時域通道脈衝響應的結果，從圖中可以看出時域通道估測的結果和理想完美的通道估測非常的接近。圖 5.7 顯示不同的通道估測法系統效能比較，從圖中可以看出頻域上的二維線性內插法跟理想完美的通道估測效能差距大約是 2dB，但是利用聯合時域與頻域通道估測法所得到的系統效能，幾乎貼近理想的通道估測結果，所以對於延遲展延較大的多路徑通道來說，使用聯合時域與頻域通道估測法可以得到非常準確的通道估測結果。

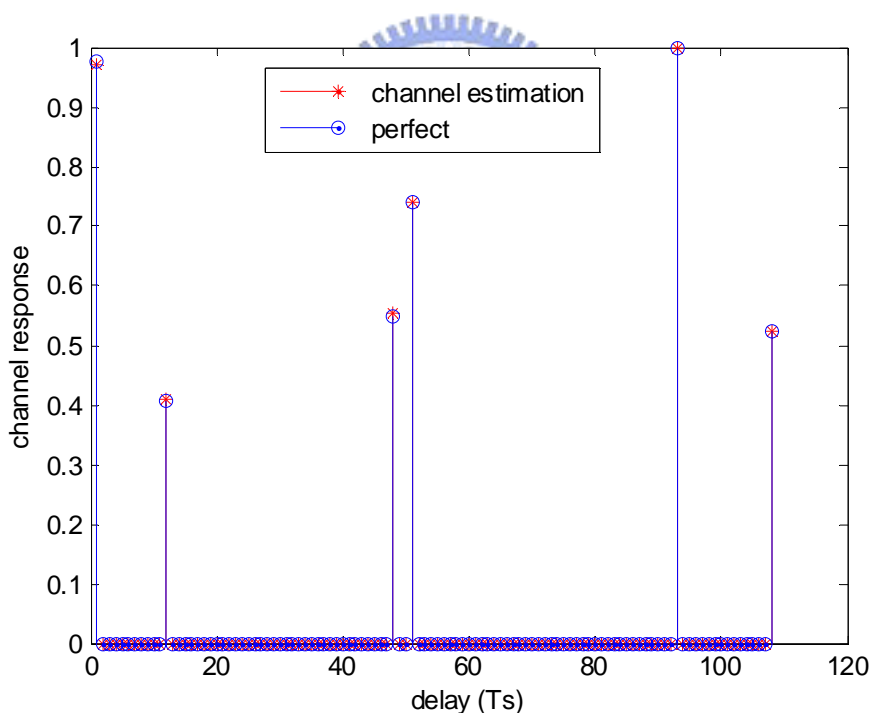


圖 5.6：在時域上通道估測的結果

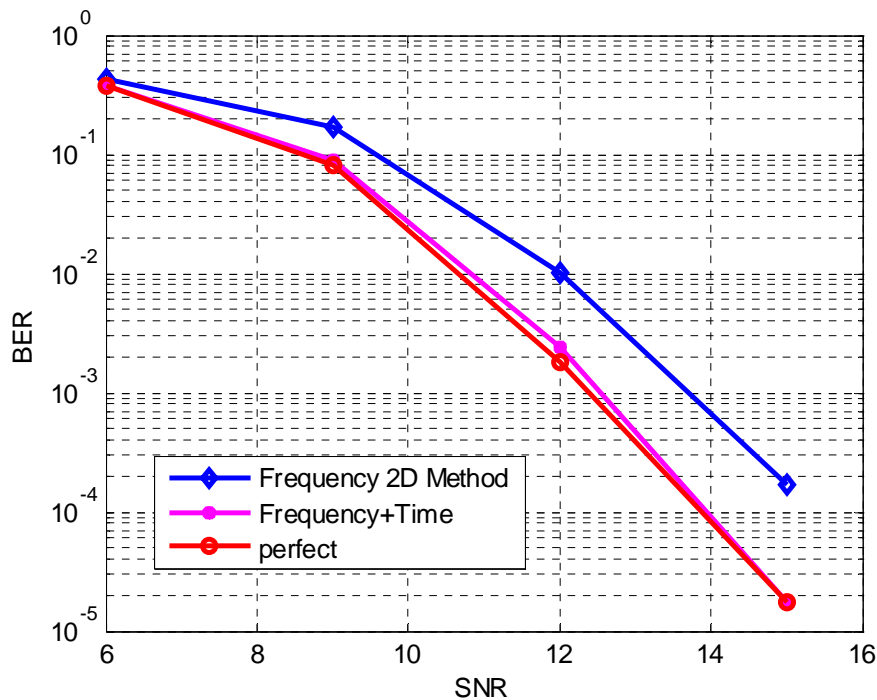


圖 5.7：聯合時域與頻域通道估測法效能模擬圖

### 5.1.3 改善的聯合時域與頻域通道估測法

如果我們降低領航訊號的密度，聯合時域與頻域通道估測法的結果就顯得不夠準確，如圖 5.8 所示，從圖中可以看出用聯合時域與頻域通道估測法所得到的時域通道脈衝響應和理想通道估測結果會有明顯的差距。

另從圖 5.9 可以看出，每個符元(Symbol)內有 71 或是 142 個領航訊號(pilot)，聯合時域與頻域通道估測法效能表現基本上跟理想通道估測不會差太多，但當領航訊號(pilot)數目更少時效能就會受到影響，領航訊號的密度越低，系統效能表現也就越差，錯誤率也越高。

模擬圖 5.10 的實線是使用舊有聯合時域與頻域通道估測法的結果，可以看出使用舊有的方法跟完美的通道估測有段差距，當只有 29 個領航訊號時差距大約為 2dB，當只有 21 個 pilot 時，差距更是變成 6dB 以上。虛線是使用改善的時域通道估測法，所得到的系統效能跟完美的通道估測比較，差距約只有 0.5dB 左右，使用改善的聯合時域與頻域通道估測法在低領航訊號(pilot)密度下可以得到不錯的效能表現。

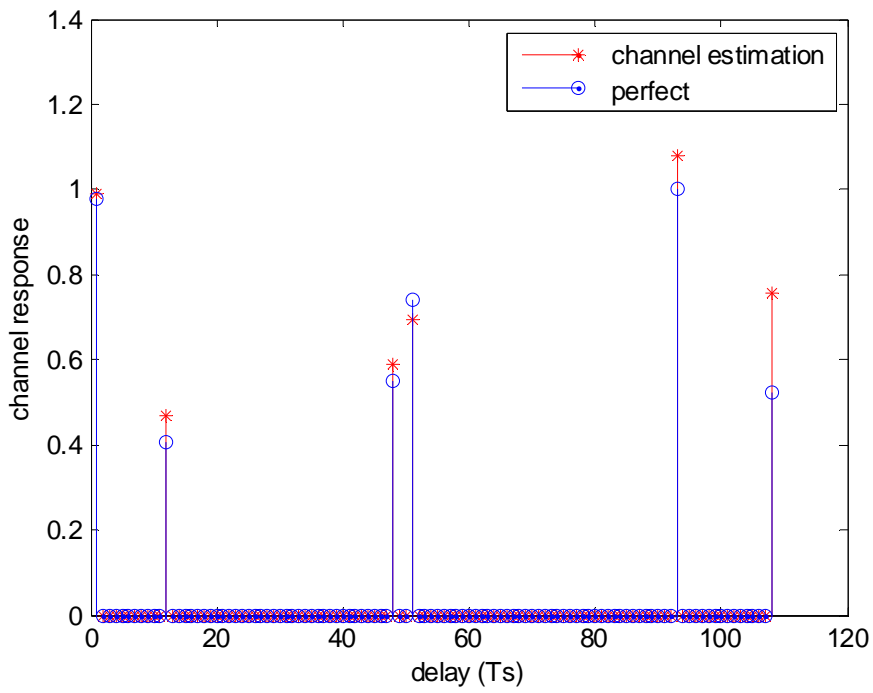


圖 5.8：低 pilot 的密度系統在時域上的通道估測結果

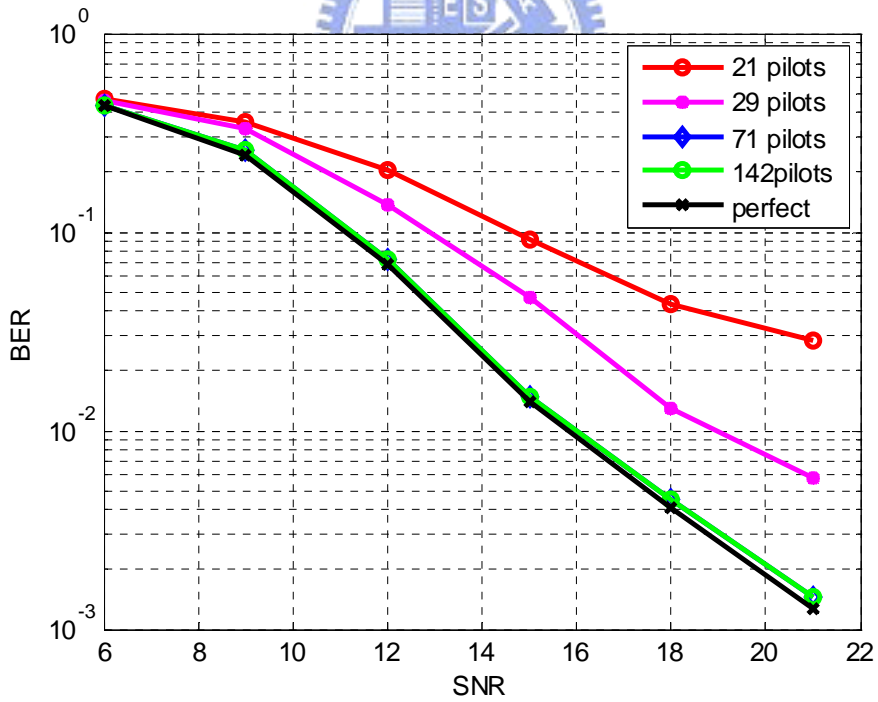


圖 5.9：降低 pilot 的密度對系統的效能影響

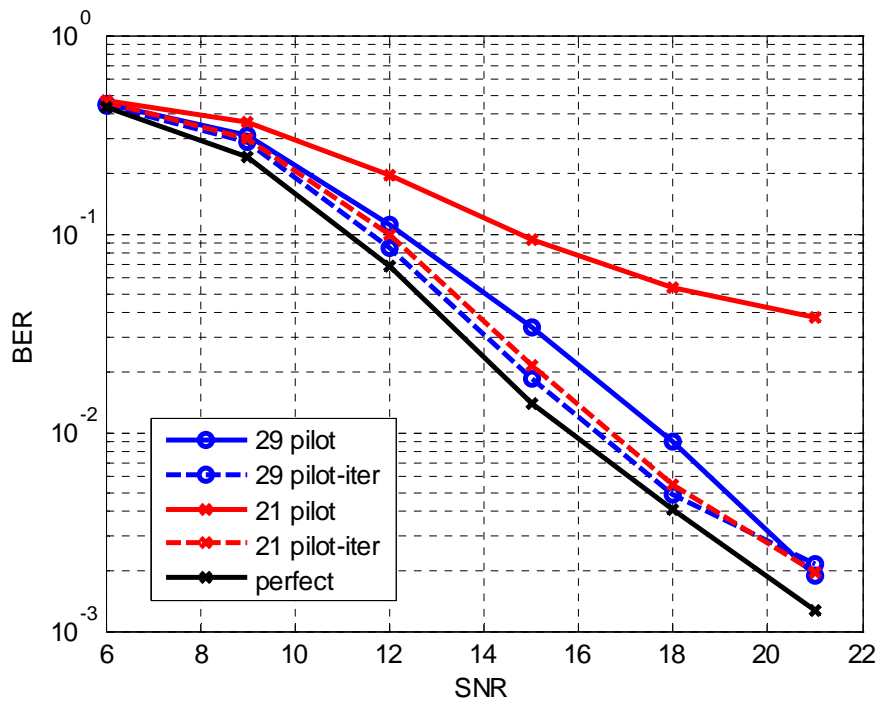


圖 5.10：改善的聯合時域與頻域通道估測法效能模擬圖



## 5.2 載波間干擾消除法模擬

### 5.2.1 在無編碼器平台下的載波間干擾消除法效能模擬

首先效能模擬系統用沒有編碼器的平台來模擬，系統參數如下表：

FFT Size	64
Mapping	QPSK
Guard Interval	1/4
Channel	Two-path equal power channel
Normalized Doppler frequency	0.083

表 5.3：ICI cancellation 模擬系統環境參數-1

從效能模擬圖 5.11 看出，使用 4.1.2 節的連續載波間干擾消除法的效能比 4.1.1 節 Jeon 的方法好，但是連續載波間干擾消除法的運算複雜度卻也比 Jeon 的方法高非常的多。

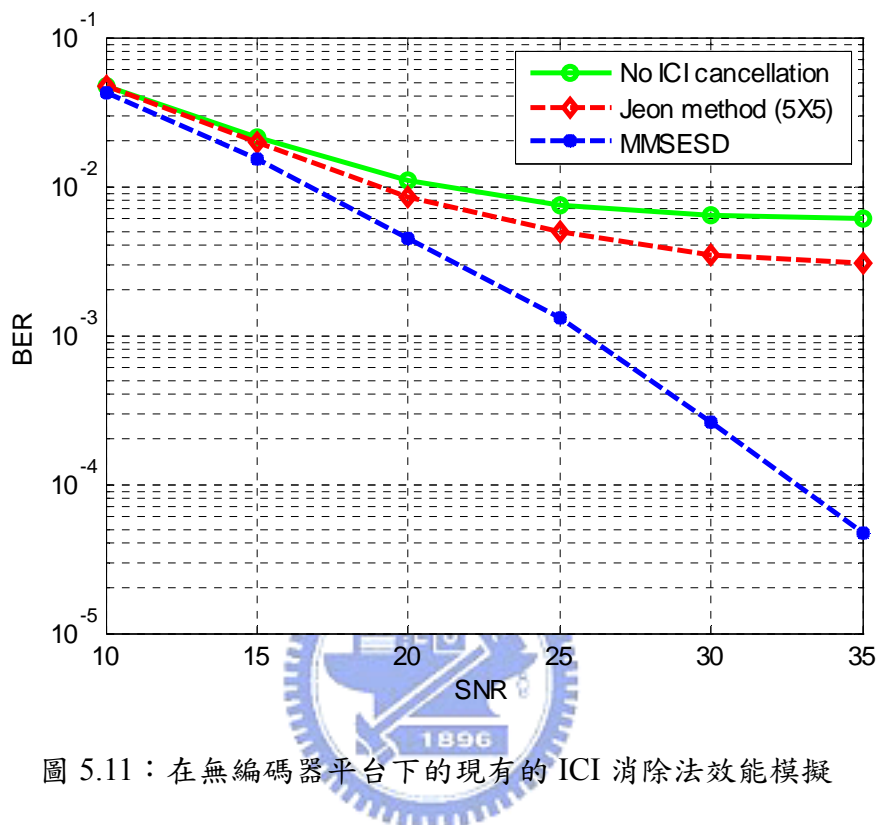


圖 5.11：在無編碼器平台下的現有的 ICI 消除法效能模擬

從效能模擬圖 5.12 可以看出，使用方法一(LS)效能會明顯比 4.1.1 節矩陣大小為 3X3 的 Jeon's 方法好很多，甚至比 5X5 的 Jeon's 方法好，不過從 4.2.3 節可知，方法一(LS)運算複雜度也比 3X3 的 Jeon's 方法高許多，但比 5X5 的 Jeon's 方法低。使用方法一(ZF)效能差一些，但是此方法的運算複雜度也比 Jeon's 方法低很多。

方法二(LS)效能比 Jeon's 方法好一點，其運算複雜度也略低 Jeon's 方法。方法二(ZF) 比 Jeon's 方法要簡單很多，但是效能表現也較差。

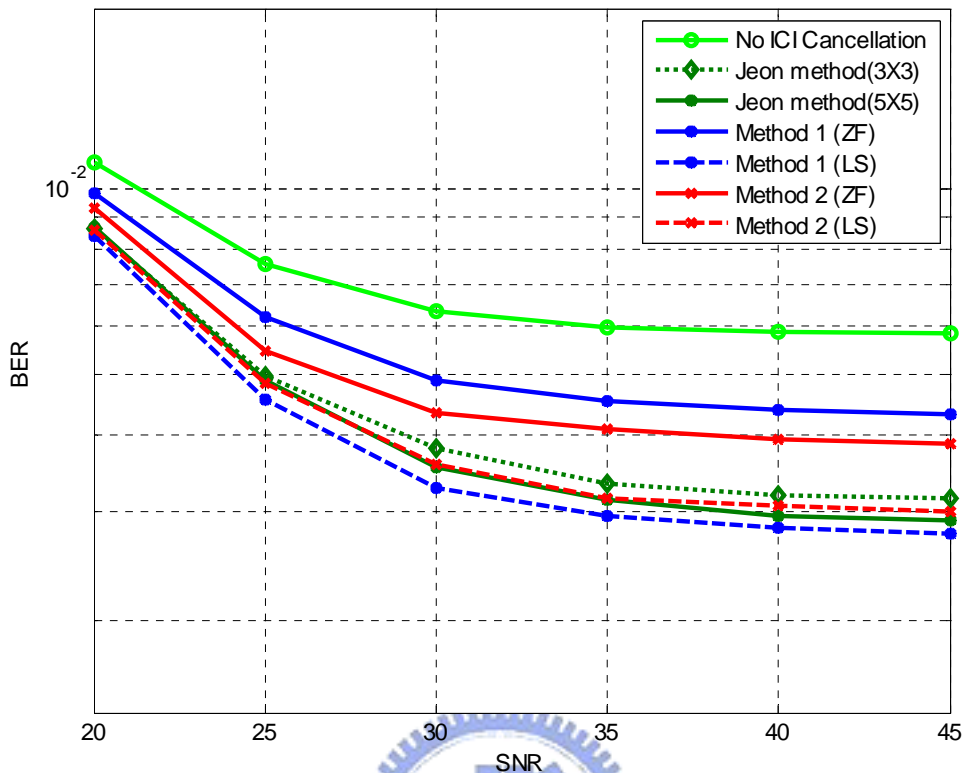


圖 5.12：在無編碼器平台下的 ICI 消除效能模擬

圖 5.13 是所提出的方法搭配使用 Hard decision 的模擬結果，亦即在做干擾扣除的動作時是使用搭配使用 Hard decision 後的 symbols。由圖中可知 Hard decision 可以有效的改善所提方法之效能，尤其是方法一(LS)最為顯著。很明顯的所提的各種方法的效能不是優於 3X3 的 Jeon's 方法就是跟它差不多。圖 5.14 和圖 5.15 為 Normalized Doppler frequency=0.04 及 0.1 下的模擬結果，從圖中可以看出在較高的 Normalized Doppler frequency 下，error floor 的現象會提早發生。



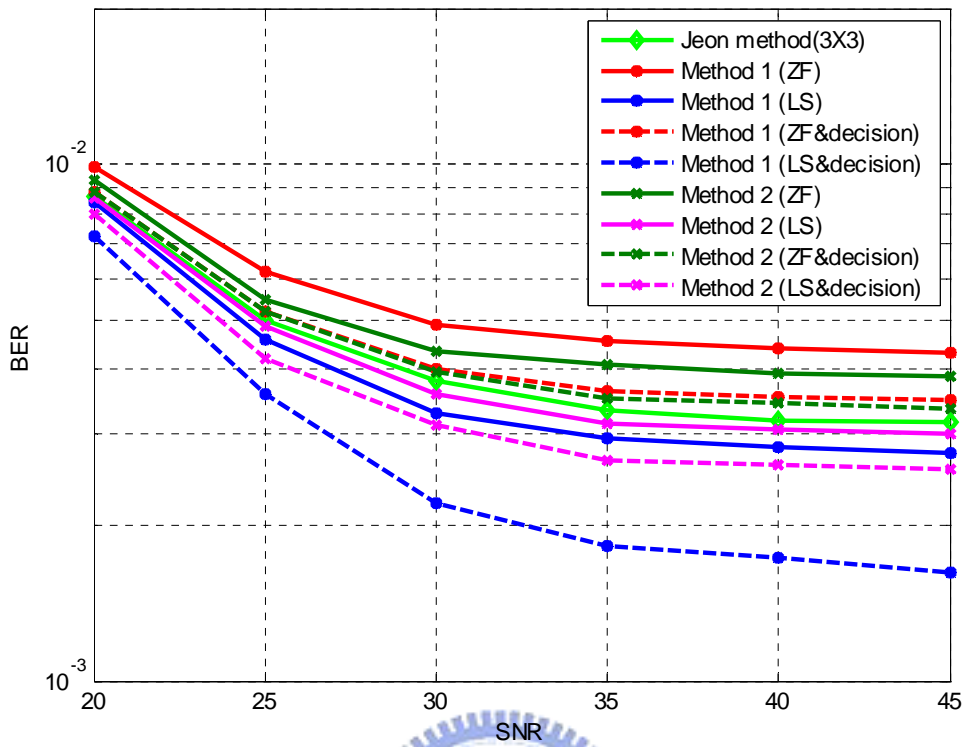


圖 5.13：無編碼器平台下的搭配 Hard decision 的 ICI 消除法效能模擬

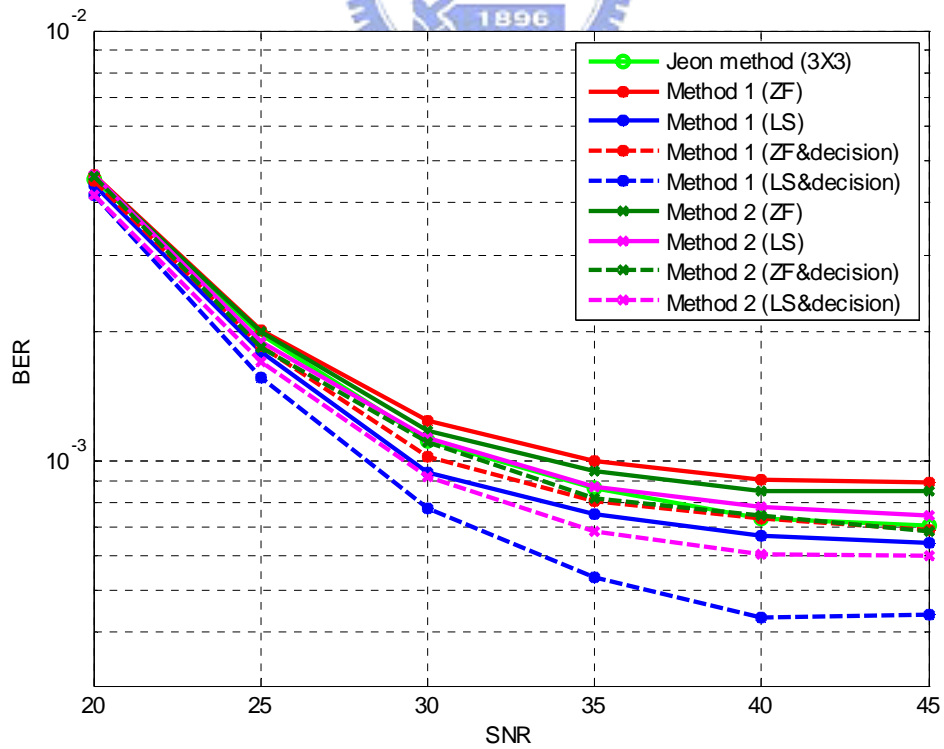


圖 5.14：無編碼器平台下 Normalized Doppler frequency = 0.04 效能模擬

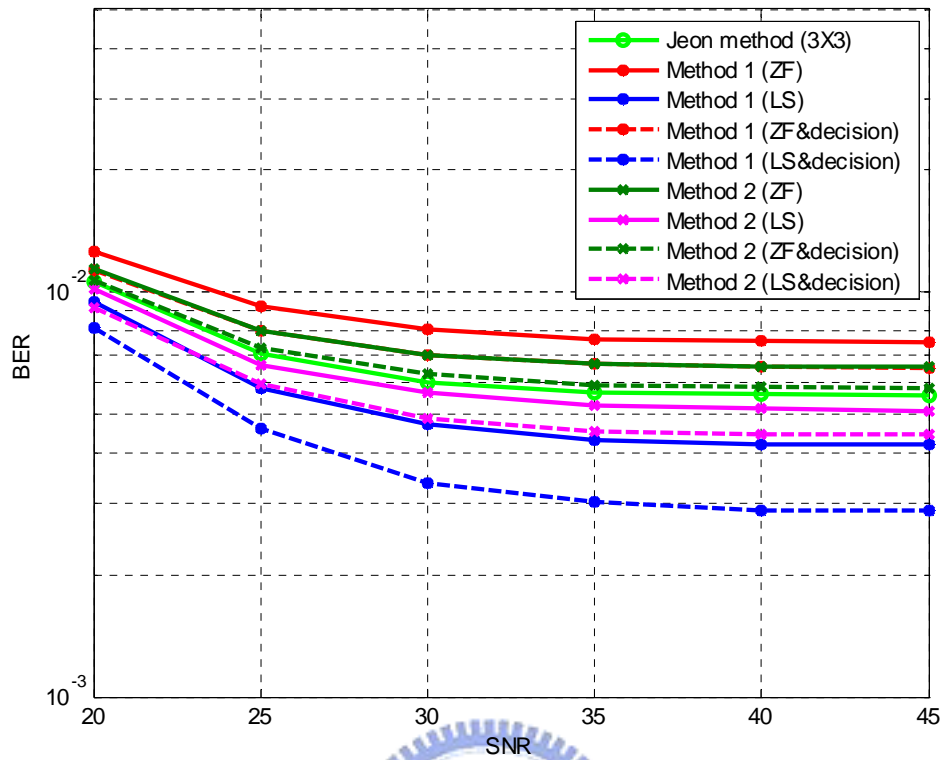


圖 5.15：無編碼器平台下 Normalized Doppler frequency = 0.1 效能模擬

### 5.2.2 在 DVB-T 平台下的載波間干擾消除法效能模擬

接下來的效能模擬使用 DVB-T 系統為模擬的平台，系統參數如下表：

Mode	2K
Mapping	16QAM
Code rate	2/3
Guard Interval	1/4
Channel	TU6 channel (表 5.2)
Normalized Doppler frequency	0.04

表 5.4：ICI cancellation 模擬系統環境參數-2

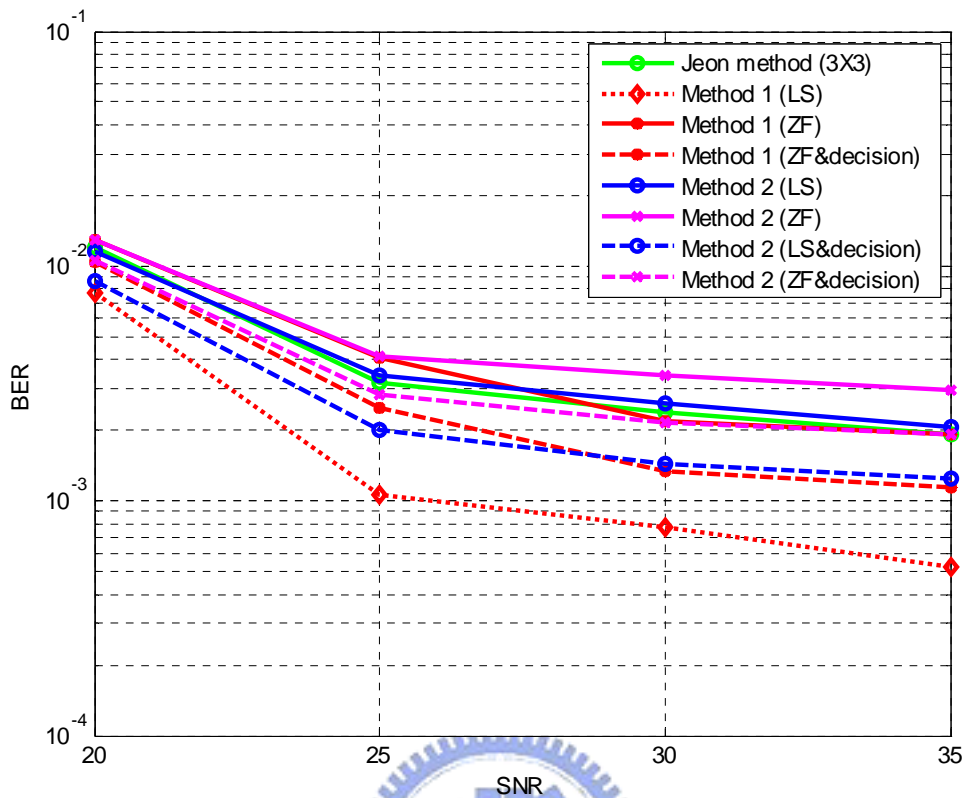


圖 5.16：在 DVB-T 平台的 ICI 消除模擬效能圖

圖 5.16 為模擬的結果，從圖 5.16 可以看出，使用方法一(LS)效能會明顯比 3x3 Jeon's 方法好很多，前面提過運算複雜度也高許多。使用方法一(ZF)效能差一些，不過效能很接近，但是此方法的運算複雜度低很多。

方法二就比 Jeon's 方法稍差，但方法二(LS)效能跟 Jeon's 方法很接近，但是方法二的運算複雜度比 Jeon's 方法低。

從圖 5.16 也可看出，即使在 Mapping 方式為 16QAM 的狀況下，所提出的方法搭配 Hard decision 使用，效能會有改善，基本上都會比 3x3 Jeon's 方法來得好。

## 第六章 結論

在本篇論文中，我們針對 DVB-T 系統提出通道估測以及載波間干擾消除的改善方法。傳統的頻域的通道估測法運算複雜度比較低，但是對於一些延遲展延 (delay spread)較大的多路徑通道下表現就比較差，使用聯合時域與頻域通道估測法可以改善效能，但需要較多的領航訊號，我們提出一遞迴的改善方法，可以有效的降低領航訊號，模擬結果顯示所提的方法無須太多的領航訊號即可得到幾乎與理想通道估測相當的效能。

對於載波間干擾消除法，現有運算複雜度低的方法是利用反矩陣做載波間干擾消除的方法，但即使用最低複雜的做法仍然需要很大的運算量才会有比較好的效能，因此我們提出了幾個修正的做法在不影響系統效能下可以進一步的降低載波間干擾消除法的計算複雜度。



## 參考文獻

- [1] ETSI, “Digital Video Broadcasting: framing structure, channel coding, and modulation for digital terrestrial television,” European Telecommunication Standard 300 744, European Telecommunication Standard Institute, Jan. 2001.
- [2] Shiang-Lun Kao, “Joint Time and Frequency Domain Channel Estimation for High-Mobility OFDM Systems,” MS Thesis, NCTU, 2007.
- [3] Chia-Yuan Wu, “High performance DVB-T Receiver design with joint time and frequency domain channel estimation,” MS Thesis, NCTU, 2007.
- [4] Jun-Jue Huang, “DVB-T Receiver Design: Algorithms and Baseband Architecture,” MS Thesis, NCTU, 2004.
- [5] W. G. Jeon, K. H. Chang, and Y. S. Cho, “An Equalization Technique for Orthogonal Frequency-Division Multiplexing Systems in Time-Variant Multipath Channels,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 47, no.1, pp.27-32, 77 Jan. 1999
- [6] Chin-Jung Tsai, “Design of Channel Estimation and Data Detection for OFDM Systems in Time-varying and Multipath Fading Channels,” MS Thesis, NCTU, 2006.
- [7] Hongmei Wang, Xiang Chen, Shidong Zhou, Yan Yao, ”A Low-Complexity ICI Cancellation Scheme in Frequency Domain for OFDM in Time-varying Multipath Channels,” 2005 *IEEE 16th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*
- [8] Kapseok Chang, Keunyoung Kim, and Dong-Hoi Kim, “Reduction of Doppler Effects in OFDM Systems,” *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, Vol. 52, No. 4, November 2006
- [9] Charles K. Sestok, and Predrag Radosavljevic, “Frequency-Domain ICI Estimation, Shortening, and Cancellation in OFDM Receivers,”

- [10] Wen-Sheng Hou and Bor-Sen Chen, "ICI Cancellation for OFDM Communication Systems in Time-Varying Multipath Fading Channels," *IEEE Transaction on Wireless Communications*, VOL. 4, NO. 5, SEPTEMBER 2005
- [11] Steven J. Leon, *Linear Algebra with Application*, 5ed. New Jersey, Prentice Hall, 1988
- [12] Gerard Faria, Jukka A. Henriksson, Erik Stare, and Pekka Talmola, "DVB-H: Digital Broadcast Services to Handheld Devices," Invited Paper
- [13] Yahong Rosa Zheng and Chengshan Xiao, "Simulation Models With Correct Statistical Properties for Rayleigh Fading Channels," *IEEE Transaction on Communications*, Vol. 51, No. 6, June 2003
- [14] Marius F. Pop and Norman C. Beaulieu, "Limitations of Sum-of-Sinusoids Fading Channel Simulators," *IEEE Transaction on Communications*, Vol. 49, No. 4, April 2001

