

行政院國家科學委員會專題研究計畫 成果報告

子計畫一：以 OFDM 為基礎之 DAB 與 DVB-T 系統整合型接收 機架構設計(3/3)

計畫類別：整合型計畫

計畫編號：NSC93-2220-E-009-032-

執行期間：93 年 08 月 01 日至 94 年 07 月 31 日

執行單位：國立交通大學電信工程學系(所)

計畫主持人：黃家齊

計畫參與人員：許崇仁、鄭有財、劉肖真、林暉景、陳又端、林家輝、黃俊元、
陳冠樺、林永哲、李清凱

報告類型：完整報告

報告附件：出席國際會議研究心得報告及發表論文

處理方式：本計畫可公開查詢

中 華 民 國 94 年 10 月 30 日

Abstract

This project is a three-years project that is focused on the design of the integrated receiver architecture in baseband for the DAB and DVB-T systems based on the OFDM function. Because there are some highly similar function blocks between the DAB and DVB-T systems, the main purpose for this project is to integrate the function blocks that have the likelihood. With the integrated design, the system will provide the higher hardware efficiency and higher system performance. In the first year, we complete the integrated synchronous sub-system for DAB and DVB-T systems. In the second year, we complete the channel estimation design and the equalizer design for DVB-T system, and also complete the integrated data decision design for DAB and DVB-T systems. In the third year, we complete the integrated system design on the de-interleaver and Viterbi decoder for the DAB and DVB-T systems, and we also design the Reed-Solomon decoder for DVB-T system.

In this project, we design different algorithms and different system architectures for performance comparison. By using computer simulation, we decide the main function blocks for integrated receiver architecture based on the comparison. From the computer simulation, all the designs in this project can run in DAB and DVB-T systems with pretty performance.

Key Word: DAB, DVB-T, OFDM receiver, frame synchronous, symbol synchronous, fractional frequency offset detection, integer frequency offset detection, channel estimation, data detection, pilot symbol, modified MMSE channel estimation, channel equalizer, Viterbi decoder, symbol de-interleaver, bit de-interleaver, Reed-Solomon decoder.

摘要

本計畫為三年期計畫，主要目的在於完成以 OFDM 為基礎之數位音響廣播系統 (DAB) 與數位影像廣播系統 (DVB-T) 整合型接收機架構之設計，由於二套系統有相似性極高的函數區塊，因此本計畫主要的目的就是要將這些相似度極高的函數區塊予以整合，以提供更高的硬體使用率及更好的系統效能，第一年主要完成 DVB-T 系統與 DAB 系統同步部份之系統整合，第二年主要完成 DVB-T 系統的通道估計與等化器設計及 DAB 系統與 DVB-T 系統資料決策器之整合設計，第三年主要完成 DVB-T 系統及 DAB 系統解交錯器與威特比解碼器之整合設計，以及 DVB-T 系統里得所羅門解碼器的設計。本計畫以不同的數學演算法及不同的系統架構來設計，經過電腦模擬，以效能為優先考量來決定本計畫之整合型接收機架構，由電腦模擬，本計畫所設計之各系統架構可以運作在 DAB 系統及 DVB-T 系統，而且具有不錯的效能表現。

關鍵詞: 數位音響廣播，數位影像廣播，OFDM 接收機，碼框同步，符元同步，小數頻率偏移偵測，整數頻率偏移偵測，通道估測，訊號偵測，領航符元，改良型最小均方差通道估測，通道等化器，威特比解碼器，符元解交錯器，位元解交錯器，里得所羅門解碼器。

圖目錄.....	5
表目錄.....	9
1 序論.....	11
1.1 計畫簡介.....	11
1.2 背景與目的.....	11
2 DAB 系統原理與系統架構.....	15
2.1 DAB 系統基本原理.....	15
2.1.1 DAB 系統特色與標準模式特性.....	15
2.1.2 傳輸端傳輸訊號與碼框結構.....	16
2.1.2.1 多工碼框結構.....	16
2.1.2.2 傳輸訊號之產生.....	17
2.1.2.3 傳送模式.....	19
2.1.3 傳輸端迴旋編碼之結構.....	19
2.1.3.1 母迴旋編碼器.....	20
2.1.3.2 打孔程序.....	21
2.1.3.2.1 快速資訊通道的打孔程序.....	23
2.1.3.2.2 主要服務通道的打孔程序.....	23
2.1.4 傳輸端interleaver之結構.....	27
2.1.4.1 時間交錯.....	27
2.1.4.2 頻率交錯.....	31
2.2 DAB 接收端系統架構.....	36
2.2.1 DAB 系統同步架構之設計.....	36
2.2.1.1 碼框同步子架構之設計.....	37
2.2.1.2 符元同步與小數頻率偏移偵測子架構之設計.....	38
2.2.1.2.1 最大功率偵測架構.....	41
2.2.1.2.2 雙重滑動視窗功率偵測架構.....	42
2.2.1.3 整數頻率偏移偵測子架構之設計.....	45
2.2.2 DAB 系統資料偵測與決策器架構之設計.....	45
2.2.3 DAB Viterbi更正碼系統架構之設計.....	47
2.2.3.1 解打孔程序.....	47
2.2.3.2 Viterbi 演算法.....	47
3 DVB-T 系統原理與系統架構.....	51
3.1 DVB-T 系統簡介.....	51
3.1.1 傳輸端傳輸訊號與碼框結構.....	55
3.1.2 參考訊號.....	56
3.1.2.1 散射領航訊號 (Scattered Pilots).....	56
3.1.2.2 連續領航訊號 (Continual Pilots).....	56

5.1.1 DAB系統運作之模擬環境與系統參數設定	112
5.1.2 DVB-T系統運作之模擬環境與系統參數設定	115
5.2 模擬結果與效能分析.....	123
5.2.1 DAB系統運作之模擬	123
5.2.1.1 碼框時間模擬結果.....	123
5.2.1.2 符元時間模擬結果.....	127
5.2.1.3 小數載波頻率偏移偵測之模擬結果.....	131
5.2.1.4 整數載波頻率偏移偵測之模擬結果.....	133
5.2.1.5 Viterbi更正碼解碼系統之模擬結果	135
5.2.2 DVB-T系統運作之模擬	139
5.2.2.1 符元時間模擬結果.....	139
5.2.2.2 小數載波頻率偏移偵測之模擬結果.....	140
5.2.2.3 整數載波頻率偏移偵測之模擬結果.....	143
5.2.2.4 碼框同步偵測之模擬結果.....	144
5.2.2.5 通道估測.....	147
5.2.2.6 通道等化器與訊號檢測.....	155
5.2.2.7 Viterbi更正碼解碼系統之模擬結果	158
5.2.2.8 Reed-Solomon碼解碼系統之模擬結果.....	161
6 結論.....	165

圖目錄

圖 2.1 Eureka 147 數位音響廣播系統方塊圖	16
圖 2.2 數位音響廣播系統之多工碼框圖.....	16
圖 2.3 數位音響廣播系統主要訊號產生器之方塊圖.....	17
圖 2.4 DAB系統之母迴旋編碼器	20
圖 2.5 例子 1 的時間交錯規則.....	29
圖 2.6 例子 2 的時間交錯規則.....	30
圖 2.7 例子 3 的時間交錯規則.....	31
圖 2.9 數位音響廣播系統之訊號同步子系統方塊圖.....	36
圖 2.23 $\pi/4$ -shift DQPSK signal space	46
圖 2.24 Symbol-by-symbol differential detection block	47
圖 2.25 柵狀結構圖 (code rate 1/2, 4.state).....	49
圖 2.26 Viterbi演算法解碼方塊圖	50
圖 3.1 數位影像廣播之地面廣播系統方塊圖.....	52
圖 3.2 階層式 64 點二維振幅調變訊號 $\alpha=1$ 和 $\alpha=4$ 之星象圖	54
圖 3.3 DVB-T之母迴旋編碼器	58

圖 3.4	MPEG-2 多工多路封包 (MUX packet)	59
圖 3.5	Scrambler/descrambler 方塊圖	60
圖 3.6	隨機運輸封包 (Randomized transport packets): 同步位元組 (Sync bytes) 及隨機資料位元組 (Randomized Data bytes)	60
圖 3.7	RS Code RS(204,188,t=8)錯誤保護封包	60
圖 3.8	外層編碼之交錯分佈後的資料結構分佈, I=12 bytes	61
圖 3.9	外層交錯器和反交錯器結構圖	61
圖 3.10	外層交錯器和反交錯器結構圖	62
圖 3.11	針對非階層模式下, 輸入位元映射到輸出調變符元	63
圖 3.12	針對階層模式下, 輸入位元映射到輸出調變符元	64
圖 3.13	數位影像廣播地面廣播系統之訊號同步子系統方塊圖	67
圖 3.14	護衛間隔特性之訊號序列示意圖	68
圖 3.15	護衛間隔特性之能量及正規化相位示意圖	69
圖 3.16	符元同步及小數載波頻率偏移偵測方法之方塊圖	69
圖 3.17	整數載波頻率偏移偵測之方塊圖	70
圖 3.18	連續領航次載波的匹配值	71
圖 3.19	碼框同步偵測之方塊圖	72
圖 3.20	產生多重路經衰變通道之模型	75
圖 3.21	參考訊號在時間軸及頻率軸上放置情形的示意圖	77
圖 3.22	(a)完整通道響應 (b)通道響應的取樣過程 (c)通道脈衝響應之取樣訊號	81
圖 3.23	時間軸上先做內插法的通道響應取樣訊號示意圖	85
圖 3.24	通道之最大延遲小與等於時間護衛	88
圖 3.25	取樣後訊號經過反離散傅利葉轉換之結果: 出現 S_f 組大小變為原本頻率響應 $1/S_f$ 的訊號	89
圖 3.26	改良式線性最小均方差通道估測法	89
圖 3.27	數位影像廣播系統散射領航訊號之排列	90
圖 3.28	基於一維快速傅立葉轉換之通道估計	91
圖 3.29	基於二維快速傅立葉轉換之通道估計	91
圖 3.30	經過線性內插法估計出時間軸通道響應的散射領航訊號	92
圖 3.31	兩串連一維線性內插及快速傅立葉轉換法	93
圖 3.32	用於DVB-T系統的改良式線性最小均方差通道估測法	93
圖 3.33	傳送訊號經通道至接收端簡圖	94
圖 3.34	DVB-T 訊號解調器	95
圖 3.35	格子狀結構圖 (code rate 1/2, 4-state)	97
圖 3.36	Viterbi解碼 方塊圖	98
圖 4.1	DVB-T 與DAB 解調器整合架構圖	107
圖 4.2	DAB及DVB-T Viterbi解碼器整合之架構	109

圖 4.3 單一處理器架構示意圖.....	111
圖 5.1 最小功率偵測法與雙視窗滑動法在AWGN通道上的效能	124
圖 5.2 最小功率偵測法與雙視窗滑動法在雙重路徑AWGN通道上的效能	124
圖 5.3 最小功率偵測法與雙視窗滑動法在雙重路徑衰變通道上的效能.....	125
(路徑功率比為 1:1 或 1:9).....	125
圖 5.4 最小功率偵測法與雙視窗滑動法在雙重路徑衰變通道上的效能.....	126
(車速為 30km/hr或 100km/hr).....	126
圖 5.5 符元時序估計之方法一與方法二在AWGN通道中的效能	128
圖 5.6 符元時序估計方法二以不同的 L_1 個數在雙重路徑衰變通道中效能 (路徑 功率比 1:1)	128
圖 5.7 符元時序估計方法二以不同的 L_1 個數在雙重路徑衰變通道中的效能 (路 徑功率比 1:9)	129
圖 5.8 符元時序估計之方法一與方法二在雙重路徑衰變通道中的效能比較(路徑 功率比 1:1).....	129
圖 5.9 符元時序估計之方法一與方法二在雙重路徑衰變通道中的效能比較(路徑 功率比 1:9).....	130
圖 5.10 符元時序估計之方法二在不同車速的雙重路徑衰變通道中之效能(路徑 功率比 1:1).....	130
圖 5.11 符元時序估計之方法二在不同車速的雙重路徑衰變通道中之效能(路徑 功率比 1:9).....	131
圖 5.12 小數載波頻率偏移估計在AWGN通道中的效能	132
圖 5.13 小數載波頻率偏移估計在雙重路徑衰變通道中的效能.....	133
圖 5.14 整數載波頻率偏移估計在AWGN通道中的效能	134
圖 5.15 整數載波頻率偏移估計在雙重路徑衰變通道中的效能.....	135
圖 5.16 DAB系統在AWGN通道下含交錯器軟硬Viterbi演算法位元錯誤率之比較	136
圖 5.17 DAB系統在無衰變多重路徑通道下含交錯器軟硬Viterbi演算法位元錯誤 率之比較.....	136
圖 5.18 DAB系統在多重路徑行動通道下含交錯器硬式Viterbi演算法位元錯誤率 之比較 (移動速度：30km/hr)	137
圖 5.19 DAB系統在多重路徑行動通道下含交錯器硬式Viterbi演算法位元錯誤率 之比較 (移動速度：60km/hr)	137
圖 5.20 DAB系統在多重路徑行動通道含下交錯器硬式Viterbi演算法位元錯誤率 之比較 (移動速度：120km/hr)	138
圖 5.21 DAB系統在多重路徑通道下含交錯器硬式Viterbi演算法位元錯誤率之比 較.....	138
圖 5.22 AWGN 通道下不同符元平均數的符元時間均方根值	139
圖 5.23 行動接收通道下不同符元平均數的符元時間均方根值.....	140

圖 5.24	在AWGN 及行動接收通道下不同訊雜比的符元時間均方根值	140
圖 5.25	AWGN 通道下不同符元平均數的小數載波頻率偏移均方差值	141
圖 5.26	行動接收通道下不同符元平均數的小數載波頻率偏移均方差值 (移動速度：30 km/hr)	141
圖 5.27	行動接收通道下不同符元平均數的小數載波頻率偏移均方差值 (移動速度：60，120 km/hr)	142
圖 5.28	AWGN 通道下不同符元平均數的小數載波頻率偏移估測值.....	142
圖 5.29	在AWGN 及行動接收通道下不同訊雜比的小數載波頻率偏移估測值	143
圖 5.30	在AWGN通道下不同訊雜比的位元錯誤率 (bit error rate)	143
圖 5.31	DVB-T整數載波頻率偏移估計在AWGN通道中的效能	144
圖 5.32	DVB-T整數載波頻率偏移估計在移動通道中的效能	144
圖 5.34	TPS同步位元與接收到之TPS資訊匹配計算之相關數.....	146
圖 5.35	1:1 AWGN 通道的SDR.....	148
圖 5.36	9:1 AWGN通道的SDR.....	148
圖 5.37	1:8:1 AWGN 通道的 SDR.....	149
圖 5.38	5:3:2 AWGN 通道的 SDR.....	149
圖 5.39	2K模式下，通道延遲為 $50 \times 7/64 \mu\text{sec}$ 的估計結果	150
圖 5.40	2K模式下，通道延遲為 $500 \times 7/64 \mu\text{sec}$ 的估計結果	151
圖 5.41	雙重路徑，路徑能量比 1：1 Delay= $50 \times 7/64 \mu\text{sec}$ 車速 30km/hr 的 SDR	151
圖 5.42	雙重路徑，路徑能量比 1：1 Delay= $50 \times 7/64 \mu\text{sec}$ 車速 90km/hr 的 SDR	152
圖 5.43	雙重路徑，路徑能量比 1：1 Delay= $500 \times 7/64 \mu\text{sec}$ V=30km/hr 的SDR	152
圖 5.44	雙重路徑，路徑能量比 9：1 Delay= $50 \times 7/64 \mu\text{sec}$ V=30km/hr 的SDR	153
圖 5.45	三路徑，路徑能量比 1：8：1 V=30km/hr 的SDR.....	153
圖 5.46	三路徑，路徑能量比 1：8：1 V=90km/hr 的SDR.....	154
圖 5.47	三路徑，路徑能量比 5：3：2 V=30km/hr的SDR	154
圖 5.48	三路徑，路徑能量比 5：3：2 V=90km/hr的SDR.....	155
圖 5.49	逼零等化器在AWGN 通道下的BER.....	156
圖 5.50	逼零等化器在行動接收通道下的BER (車速 30km/hr)	157
圖 5.51	逼零等化器在行動接收通道下的BER (車速 90km/hr)	157
圖 5.52	逼零等化器在兩條路徑下行動接收通道下的BER (車速 30km/hr and 90km/hr)	157
圖 5.53	逼零等化器在三條路徑下行動接收通道下的BER (車速 30km/hr and 90km/hr)	158
圖 5.54	DVB-T系統在AWGN通道下不同碼率之含交錯器軟硬Viterbi演算法位	

元錯誤率之比較.....	159
圖 5.55 DVB-T系統在無衰變多重路徑通道下不同碼率之含交錯器軟硬Viterbi演算法位元錯誤率之比較.....	159
圖 5.56 DVB-T系統在多重路徑行動通道下不同碼率之含交錯器硬式Viterbi演算法位元錯誤率之比較（移動速度：30km/hr）.....	160
圖 5.57 DVB-T系統在多重路徑行動通道下不同碼率之含交錯器硬式Viterbi演算法位元錯誤率之比較（移動速度：60km/hr）.....	160
圖 5.58 DVB-T系統在多重路徑行動通道下不同碼率之含交錯器硬式Viterbi演算法位元錯誤率之比較（移動速度：120km/hr）.....	161
圖 5.59 DVB-T系統在多重路徑通道下碼率為 1/2 之含交錯器硬式Viterbi演算法位元錯誤率之比較.....	161
圖 5.60 外層編碼在AWNG下的模擬.....	162
圖 5.61 外層編碼在 30 公里車速fading下的模擬.....	163
圖 5.62 外層編碼在 60 公里車速fading下的模擬.....	163
圖 5.63 外層編碼在 120 公里車速fading下的模擬.....	164
圖 5.64 外層編碼在 30,60,120 公里車速fading下的比較.....	164

表目錄

表 2.1 四種傳輸模式的相關參數表.....	19
表 2.2 打孔指標 PI 與打孔向量VPI 關係表.....	22
表 2.3 音響位元傳輸率與參數I、L之對應關係表.....	24
表 2.4 音響廣播服務之保護分佈關係表.....	25
表 2.5.1 位元傳輸率與參數 I、L的關係表.....	26
表 2.6.1 對等錯誤保護分佈表 (set A).....	26
表 2.5.2 位元傳輸率與參數 I、L的關係表.....	27
表 2.6.2 對等錯誤保護分佈表 (set B).....	27
表 2.7 r' , r 和 i_r 下標參數的關係.....	28
表 2.8 傳輸模式 1 的頻率交錯.....	32
表 2.9 傳輸模式 2 的頻率交錯.....	33
表 2.10 傳輸模式 3 的頻率交錯.....	34
表 2.11 傳輸模式 4 的頻率交錯.....	35
表 3.1 8K及 2K兩種傳輸模式在 8MHz通道的相關參數表.....	55
表 3.2 傳輸參數訊號.....	57

表 3.3	打孔方式 (Puncturing Pattern) 與編碼率之關係表.....	58
表 5.1	模擬之數位音響廣播系統的相關模擬參數表.....	112
表 5.2	模擬Viterbi 解碼器之DAB相關參數.....	114
表 5.3	模擬符元時間，載波頻率漂移之數位廣播系統相關參數.....	115
表 5.4	模擬碼框同步之數位廣播系統相關參數.....	116
表 5.5	模擬通道估測之數位廣播系統相關參數.....	117
表 5.6	模擬等化器之數位廣播系統相關參數.....	119
表 5.7	模擬Viterbi 解碼器之數位廣播系統相關參數.....	121
表 5.8	模擬Reed-Solomon 解碼器之數位廣播系統相關參數.....	122
表 5.9	電腦模擬系統在不同通道所需的最小訊號雜訊比.....	147

1 序論

我國正在積極推動「綠色矽島」計畫，希望能藉由高科技之發展帶動產業轉型。其中尤其以通訊系統相關科技的發展，最具有未來之發展潛力與競爭力。因此，本計畫以三年的時間，完成一個整合 DAB 與 DVB-T 廣播系統基頻接收機架構之設計，以做為軟體定義無線電設計之參考。我們將以電腦模擬的方式來驗證並分析我們所設計之 DAB 與 DVB-T 之整合接收機架構之性能。並且將提供此接收機架構之方塊圖與演算法，做為相關子計畫設計軟體定義無線電之參考與實驗之平台，並藉此計畫培育國家科技發展所需之高科技人才。

1.1 計畫簡介

正交分頻多工(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)傳輸技術是由多載波傳輸技術衍生而來。多載波傳輸技術主要的困難處在於複雜的計算以及頻寬的使用比較沒有效率。近年來，由於數位訊號處理(DSP)技術和超大型積體電路(VLSI)技術的進步，計算複雜的困難已經有所改善；同時，快速傅立葉轉換(Fast Fourier Transform, FFT)的使用，更使其計算量大大的減少。正交性(Orthogonality)的運用也使得頻寬的使用更有效率。所以，正交分頻多工傳輸技術日漸受人注意。正交分頻多工傳輸技術的好處在於它可以在低接收機複雜度下做高速傳輸並且得到好的效能，而護衛間隔(Guard Interval)的放置使其能抵抗碼際干擾(Intersymbol Interference, ISI)。但是此種傳輸技術同時也對同步錯誤及非線性失真更加的敏感。正交分頻多工系統的接收機包括有三個主要部分：1. 訊號同步(Signal Synchronization)；2. 通道估計與訊號偵測(Channel Estimation and Signal Detection)；3. 通道編碼解碼與解交錯器(Channel Decoding and De-interleaving)。歐規的數位音響廣播系統和數位影像廣播之地面廣播系統都是採用這種正交分頻多工傳輸技術。我們以三年的時間分別完成數位音響廣播系統和數位影像廣播之地面廣播系統整合型接收機架構的這三個部分。

1.2 背景與目的

近年來，我國資訊電子工業飛躍的成長，已成為眾所矚目的明星產業。其中通訊科技的發展，尤其具有發展潛力與競爭力。在現今的社會中，多媒體以及電腦通訊扮演著一個重要的角色。垂直正交多工(OFDM)調變具有高速資訊傳輸的能力，目前已經使用在高速數位用戶迴路(HDSL)，無線區域網路(WLAN IEEE 802.11a 5GHz and HIPERLAN/2)及數位廣播如數位音訊廣播(DAB)及數位視

訊廣播之地面廣播 (DVB-T) 等系統中。其中，數位音訊廣播與數位視訊廣播之地面廣播，是一種新的廣播傳輸技術，同時也是一項有別於傳統所熟知的 AM、FM 與類比電視的廣播技術，它可以透過衛星或地面發射站，以發射數位訊號來達到廣播之目的，以其具有 CD 音質與 MPEG-2 影像畫質之傳輸技術，建構了第三代廣播新紀元，同時又能以數據訊號傳輸各項資訊，無疑是未來台灣廣播之新利器。

數位音訊廣播起源於德國，1980 年德國開始發展研究數位音訊廣播，並在 1985 年於慕尼黑近郊進行數位音訊廣播之研究與實驗，到了 1987 年以德國、英國、法國、荷蘭、丹麥……等國所組成的 EUREKA 聯盟，共同制定了 DAB 的規格，稱為 Eureka-147。因此，歐洲各國在 DAB 的發展上可說居於承先啟後的地位，例如在 1992 年試播的瑞典、1994 年試播的法國、挪威、芬蘭等，但真正將 DAB 帶入數據廣播紀元，則屬於 1995 年 9 月 27 日同時提供正式 DAB 服務的英國 BBC 電台與瑞典 SR 電台。同時根據 EuroDab Forum 的估計，到 1997 年歐洲已有超過一億人口收聽 DAB。而 1990 年 4 月在美國亞特蘭大舉行的 NAB (NATIONAL ASSOCIATION OF BROADCASTERS) 年會中，EBU (European Broadcasting Union) 正式發表 Eureka-147 的數位音訊廣播系統，也引爆了廣播傳輸技術的大戰，令美國廣播業界產生相當大的震撼，隨即在同年 8 月規劃出新的數位廣播規格----InBand。時至今日，數位廣播在美國也逐漸成為廣播新主流。

相較於傳統 AM、FM 廣播的缺點，如：1、聲音品質低落；2、射頻易受干擾；3、快速移動時不利接收；4、發射功率影響廣播品質；5、子載波無法配合廣播電台提供資訊服務等等。DAB 所具備的優點有：1、調變的方式可以將訊號經由電台發射之後的 Multipath 損失及干擾降至最低，所以可以適用於所有接收狀況；2、數位信號的傳送遠比類比信號傳送的功率較小，且訊號能傳送得比類比訊號還要更遠，但卻能維持 CD 品質的聲音；3、頻寬可以視每個服務電台的需要而定；4、電台可同時將多種服務透過一個發射機送達用戶端，除了滿足用戶的需求外，也使得在部署發射機上更具有競爭性及經濟性；5、單一頻率網路化(Single Frequency Networking)的實現更易於達成，但類比式 FM 系統相鄰的電台必須使用不同的頻帶，以防止 Co-channel 的干擾；6、提供更多附加價值的服務及改變產業環境。因此，DAB 與傳統 AM、FM 廣播比較起來，除了其所傳送聲音能達到 CD 的音質、單頻網路、抗多重路徑干擾……等等之外，更重要是它能夠有效率的傳送各種多媒體及數據資料，使之能夠做多功能的服務。

數位地面廣播除了 DAB 技術之外，尚有另一種相似的技术，稱為「數位視訊廣播(Digital Video Broadcasting；DVB)」。基本上，DAB 及 DVB 的傳輸技術是類似的，不過，DVB 主要是設計較高的頻寬給高品質的 Video 使用。數位視訊廣播最主要的優點就是使用 MPEG-2 的壓縮方法，以提供高畫質的影像與更好的聲音品質。在一類比頻道上可容納四到八個數位電視台，收訊可透過衛星、海底或陸地電纜。此外，現行使用的傳統類比電視只有 525 條掃描線，影像解析

度較低、畫面易閃動、訊號受多重路徑干擾易產生「鬼影」；而數位電視以「0」與「1」的數位方式傳送，可避免外界的干擾，「鬼影」與畫面模糊便不存在。數位電視將 525 條掃描線提高到 1080 條，亦提供了清晰、鮮艷、穩定且生動的高品質電視畫面。除此之外，由於數位訊號可壓縮的特性，使得數位電視訊號可同時傳送媲美電影院音效品質的 6 聲道杜比數位環繞音效，取代傳統的 2 聲道立體音效。

目前數位視訊廣播的規格，已有三套技術標準出現，如美國的 ATSC (Advanced Television Systems Committee)、歐洲的 DVB-T (Digital Video Broadcasting-Terrestrial) 及日本的 ISDB-T (Terrestrial Integrated Services Digital Broadcasting)。其中，DVB 協會於 1991 年成立，目的在制訂一套世界數位電視廣播標準，現有三十多個國家的兩百多個組織參加，於 1994 年完成數位衛星 DVB-S (Satellite) 及數位有線 DVB-C (Cable) 標準，並於 1997 年完成 DVB-T(Terrestrial)標準。

DAB 與 DVB-T 的共通之處在於他們的調變技術均採用 OFDM 的調變方式。OFDM 是多載波通訊系統的一個範例，可以以多個較低速率的次載波來取代一個高速率的資料串流。它不只是一種調變技術，同時也是一種多工的方式。採用 OFDM 的主要理由之一是它能夠抵抗頻率選擇性衰減通道 (frequency selective fading channel) 與窄頻干擾 (narrowband interference)。對於單一載波的系統而言，通道衰減或是干擾均可能造成整個通訊鏈結的中斷。但是對於多載波的系統而言，則可能只有一小部份的次載波受到影響而已。而對於受到影響的次載波則可以採用錯誤更正碼 (error correcting code) 配合交錯器 (interleaver) 的技術加以更正，以提高性能。OFDM 系統的主要優點有以下幾點：1. 對於多路徑 (multipath) 的傳輸環境而言，OFDM 相對於單載波加等化器的系統，具有較低的運算複雜度；2. OFDM 系統對於窄頻干擾 (narrowband interference) 具有良好的抵抗力；3. OFDM 系統可以建立一個單一頻率的網路 (single frequency network, SFN)，這點對於廣播的應用非常具有吸引力。然而 OFDM 系統的缺點則主要有以下兩點：1. OFDM 系統對於頻率漂移 (frequency offset) 與相位雜訊 (phase noise) 的敏感度較高；2. OFDM 系統有較高的峰值-平均值功率比 (peak-to-average power ratio)，容易造成射頻放大器功率效益的下降。

OFDM 系統的接收機主要包括有三個部分：1. 訊號同步 (signal synchronization)；2. 通道估計與訊號偵測 (channel estimation and signal detection)；3. 通道編碼與交錯器 (channel coding and interleaving)。其中同步的部分主要有兩個工作：1. 它必須找出符碼的邊界以及正確的時序以減輕符際干擾 (intersymbol interference) 的效應；2. 它必須正確的估計載波的頻率漂移與相位雜訊，任何的頻率漂移與相位雜訊均會造成子載波正交性的破壞，並且導致次載波間的干擾 (intercarrier interference)。OFDM 訊號的偵測主要有同調檢測 (coherent detection) 與差分檢測 (differential detection) 兩種方法。對於同調檢

測而言，需要進行通道估計，而通道估計的方法主要可以分為二維通道估計、一維通道估計、訓練符碼與決策導向（decision-directed）通道估計等方法。差分檢測則不需要進行通道估計。此外，為提升系統性能，OFDM 的系統亦有通道編碼與交錯器的設計。通道編碼可以提供良好的錯誤防護，以降低位元錯誤率，提升系統性能，對於隨機性錯誤效果尤其顯著。而搭配交錯器的設計，可以將連續性錯誤打散成隨機性錯誤，有效的提升通道編碼的錯誤防護性能。

2 DAB 系統原理與系統架構

2.1 DAB 系統基本原理

歐規的數位音響廣播系統(Eureka 147 DAB System)是採用正交分頻多工傳輸技術來傳送訊號。由於正交分頻多工傳輸技術的特性，是可以抵抗碼際干擾，其在傳輸訊號具有相當不錯的表現，因此全世界許多國家在數位音響廣播系統的規格上都採用了此歐規的系統，包括台灣在內。我們將在這一節中對此系統做簡單的敘述：首先，我們將介紹這個系統的系統方塊圖，包含說明每個方塊的功能；接著，我們將展示這個系統的傳輸訊號以及碼框結構，包含各種傳輸模式的參數表。

2.1.1 DAB 系統特色與標準模式特性

DAB 系統方塊圖如圖 2.1 所示[1]，聲音訊號先經由 MUSICAM(Masking pattern adaptive Universal Sub.band Integrated Coding And Multiplexing)編碼方式將資料量由原先每秒 768,000 位元壓縮至每秒 128,000 位元，再由編碼率(Code Rate)為 1/4 的迴旋編碼器(Convolutional Encoder)對壓縮過的聲音訊號做通道編碼以降低傳輸通道對訊號造成的錯誤率，其中藉由打孔法(Puncturing)可以得到更高的編碼率。舉例來說，快速資訊頻道(Fast Information Channel, FIC)內的資料，其編碼率約為 1/3。編碼後的資料先經過一個深度約為 384 毫秒的區塊交錯器(Block Interleaver)，打亂每筆資料間的相關性來提高迴旋編碼器的效能，再依照差分四相位移鍵(DQPSK)調變方式使得每兩個位元可以得到一個相對應的複數資料(Complex Data)。最後利用反快速傅立葉轉換將每個複數資料載在不同的次載波上再傳送出去。由於此系統有四種不同的傳輸模式，各有不同個數的次載波，快速傅立葉/反快速傅立葉轉換的長度依次可為 2048/512/256/1024。反快速傅立葉轉換的結果再加上一段護衛間隔就可以得到一個完整的正交分頻多工符元。在接收端中每個功能方塊的作用為傳送端中每個功能方塊作用的相反，如圖 2.1 所示。

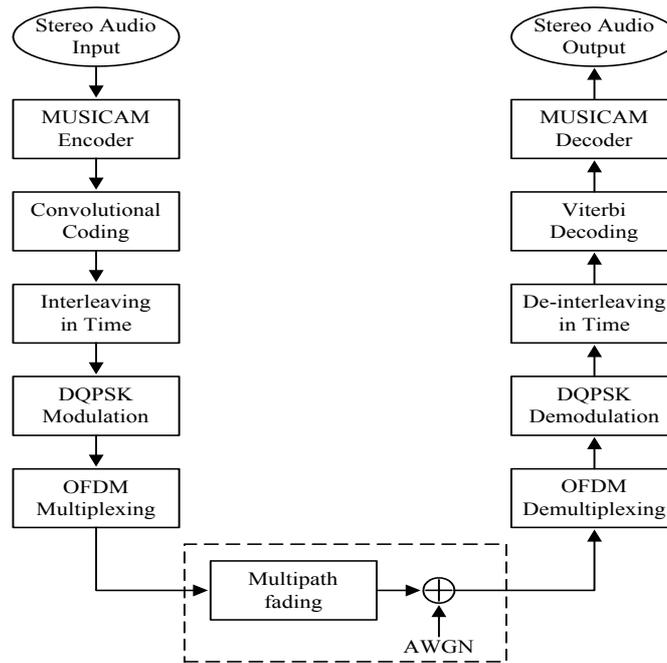


圖 2.1 Eureka 147 數位音響廣播系統方塊圖

2.1.2 傳輸端傳輸訊號與碼框結構

2.1.2.1 多工碼框結構

如圖 2.2 所示，一個碼框包含了三種邏輯頻道:同步頻道(Synchronization Channel)、快速資訊頻道、主要服務頻道(Main Service Channel，MSC)。

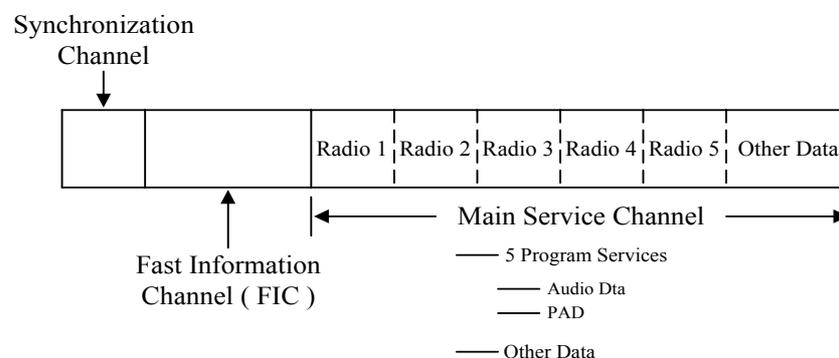


圖 2.2 數位音響廣播系統之多工碼框圖

同步頻道提供同步、自動頻率控制(Automatic Frequency Control)、自動增益

控制(Automatic Gain Control)、相位參考(Phase Reference)等相關的資訊。快速資訊頻道則記載了主要服務頻道中節目的相關資訊,使接收端可以快速地搜尋到需要的節目。主要服務頻道為整個碼框的主體,共有五個子頻道,可提供五個節目。每個子頻道包含聲音訊號及一筆節目相關資料(Program Associated Data),節目相關資料記載了與聲音訊號及同步相關的資訊。整個主要服務頻道容量大約為每秒 2.3 個百萬位元。

2.1.2.2 傳輸訊號之產生

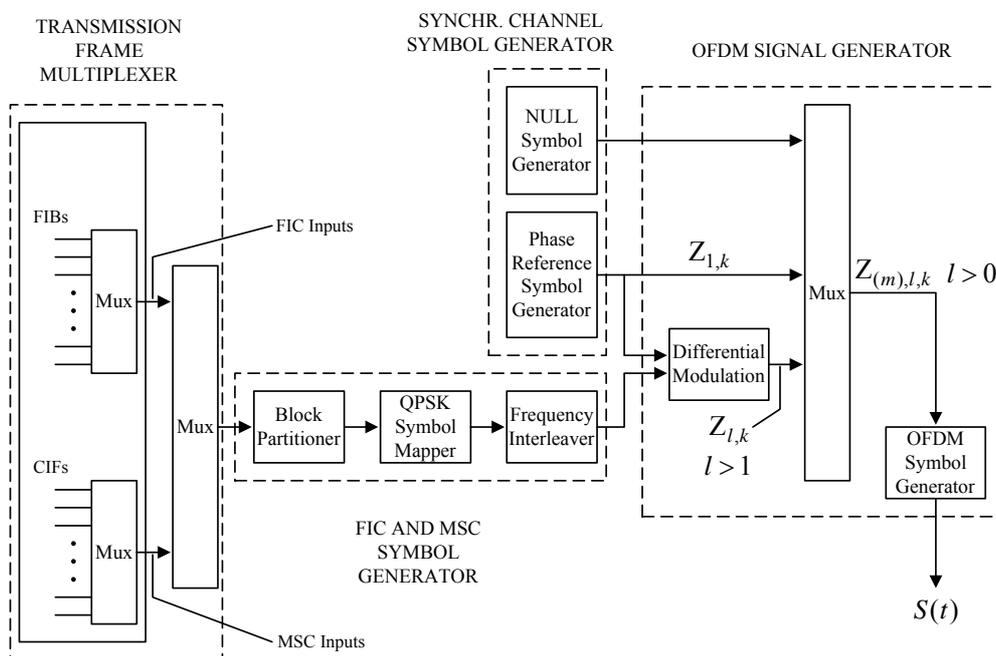


圖 2.3 數位音響廣播系統主要訊號產生器之方塊圖

三種頻道的資料可經由圖 2.3 產生主要訊號。主要訊號產生器可以分為四個部分：傳輸碼框多工器(Transmission Frame Multiplexer)、快速資訊頻道和主要服務頻道符元產生器(FIC and MSC Symbol Generator)、同步頻道符元產生器(Synchronization Channel Symbol Generator)以及正交分頻多工訊號產生器(OFDM Signal Generator)。在傳輸碼框多工器中,快速資訊區塊(Fast Information Block, FIB)及普通交錯碼框(Common Interleaved Frame, CIF)資料分別被整合在快速資訊頻道及主要服務頻道中,然後再將這兩種頻道的資料多工整合在一起。快速資訊頻道和主要服務頻道符元產生器包含三個功能方塊：區塊分割器(Block Partitioner)、四相位移鍵符元對映器(QPSK Symbol Mapper)以及頻率交錯器(Frequency Interleaver)。各方塊的功能敘述如下：區塊分割器把由多工器輸出的快速資訊頻道資料以及主要服務頻道資料,依照次載波個數分割成長度適當的區塊,經由四相位移鍵調變把 $\{0,1\}$ 的資料位元兩兩對應成振幅為 1, 相位為

$\{\pm \frac{\pi}{4}, \pm \frac{3\pi}{4}\}$ 的複數資料；經過頻率交錯器把相鄰的複數資料載到不相鄰的次載波上以減少頻率選擇性衰減(Frequency Selective Fading)對訊號解碼造成的破壞。同步頻道符元產生器，是用來在每個傳輸碼框的最前面，產生一個空符元(NULL Symbol)及一個相位參考符元(Phase Reference Symbol)，傳輸訊號中的空符元、相位參考符元及護衛間隔可以被用來做訊號同步的檢測。訊號同步的檢測包括碼框時間(Frame Timing)、符元時間(Symbol Timing)、小數載波頻率偏移(Fractional Frequency Offset, FFO)以及整數載波頻率偏移(Integral Frequency Offset, IFO)等量值的偵測。每個碼框的第一個符元(空符元)由一組全部為零的資料所構成，接收端藉此利用波封檢測器(Envelope Detector)可以找出碼框的開始，進而完成碼框時間的同步。利用護衛間隔循環前置(Cyclic Prefix)的特性可以檢測出符元時間以及小數載波頻率偏移的量值。每個碼框的第二符元(相位參考符元)由一筆已知特定的複數資料構成，這筆複數資料的相位即是差分四相位移鍵調變所需要的起使參考相位，藉由匹配這個特定的相位參考符元可以檢測出整數載波頻率偏移的量值。複數資料經過相位差分調變後，在每個碼框的開頭加上一個空符元以及一個相位參考符元，接著經由正交分頻多工訊號產生器(主要的動作為反快速傅立葉轉換)就可以得到一個正交分頻多工碼框訊號。

傳輸訊號可以表示為：

$$S(t) = \text{Re} \left\{ e^{j2\pi f_c t} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{l=0}^L \sum_{k=-\frac{K}{2}}^{\frac{K}{2}} Z_{m,l,k} \cdot g_{k,l}(t - m \cdot T_F - T_{\text{NULL}} - (l-1)T_{\text{SYM}}) \right\}$$

$$g_{k,l}(t) = \begin{cases} 0 & \text{for } l = 0 \\ e^{\frac{j2\pi k(t-T_g)}{T_U}} \cdot \text{Rect}\left(\frac{t}{T_{\text{SYM}}}\right) & \text{for } l = 1, 2, 3, \dots, L \end{cases} \quad (2.1)$$

$$T_{\text{SYM}} = T_U + T_g$$

每個碼框包含了 L 個符元及一個空符元，每個符元則由 K 個次載波上所載的複數資料構成。 f_c 是載波的中心頻率； T_F 是整個傳輸碼框的時間長度； T_{NULL} 是空符元的時間長度； T_{SYM} 是一個完整符元的時間長度，包含一個有效符元的長度(T_U)和一個護衛間隔的長度(T_g)；一個有效符元的長度有 N 個取樣，即是一個快速傅立葉轉換/反快速傅立葉轉換的長度； $\text{Rect}\left(\frac{t}{T_{\text{SYM}}}\right)$ 是一個寬度為 T_{SYM} 的方波； $Z_{m,l,k}$ 為第 m 個碼框的第 l 個符元上第 k 個次載波所載的差分四相位移鍵調變複數資料(Complex DQPSK data)。訊號取樣頻率為每秒 2.048 百萬個取樣，有效頻寬為 1.536MHz。

2.1.2.3 傳送模式

數位音響廣播系統一共有四種傳輸模式，每一種傳輸模式各有不同的載波中心頻率，依次約為 375MHz/1.5GHz/3GHz/1.5GHz。每種傳輸模式的相關參數如表 2.1 所示。護衛間隔的長度約為有效符元長度的四分之一；因為取樣時間、護衛間隔和有效符元長度間的比例以及有效頻寬皆相同，從這個表中可以發現：有一些參數，例如有效次載波的個數(K)、快速傅立葉轉換/反快速傅立葉轉換的長度(N)、兩個相鄰次載波間的頻率間隔($1/T_U$)、有效符元的時間長度(T_U)、護衛間隔的時間長度(T_g)以及完整符元的時間長度(T_{SYM})等等，在這四種傳輸模式中的數值成固定的倍數比例。傳輸模式三的載波中心頻率為 3GHz，此傳輸模式適用於衛星廣播；傳輸模式二及四的載波中心頻率約為 1.5GHz，這兩種傳輸模式適用於一般區域性地面及衛星廣播；傳輸模式一的護衛間隔最大，這個傳輸模式適用於大範圍的地面廣播，其傳輸訊號的發射機最遠可以相隔約 75 公里，所以可以應用於所謂的單一頻率網路(Single Frequency Network, SFN)。

表 2.1 四種傳輸模式的相關參數表

	Transmission mode 1	Transmission mode 2	Transmission mode 3	Transmission mode 4
L	76	76	153	76
K	1536	384	192	768
N	2048	512	256	1024
T_U	1ms	250 μ s	125 μ s	500 μ s
$1/T_U$	1KHz	4KHz	8KHz	2KHz
T_g	246 μ s	62 μ s	31 μ s	123 μ s
T_{SYM}	1.246ms	312 μ s	156 μ s	623 μ s
T_{NULL}	1.297ms	324 μ s	168 μ s	648 μ s
T_F	96ms	24ms	24ms	48ms
f_c	about 375MHz	1452~1492MHz	about 3GHz	about 1.5GHz

2.1.3 傳輸端迴旋編碼之結構

數位音響廣播系統的通道編碼是採用編碼率 (Code Rate) 為 1/4 的母迴旋編

碼器 (The Mother Convolutional Encoder)，並且利用打孔法 (Puncturing) 以達到更高的編碼率。不同的打孔方式又可分為對等錯誤保護 (Equal Error Protection) 以及不對等錯誤保護 (Unequal Error Protection)，是用來對抗不同程度的錯誤敏感度。

2.1.3.1 母迴旋編碼器

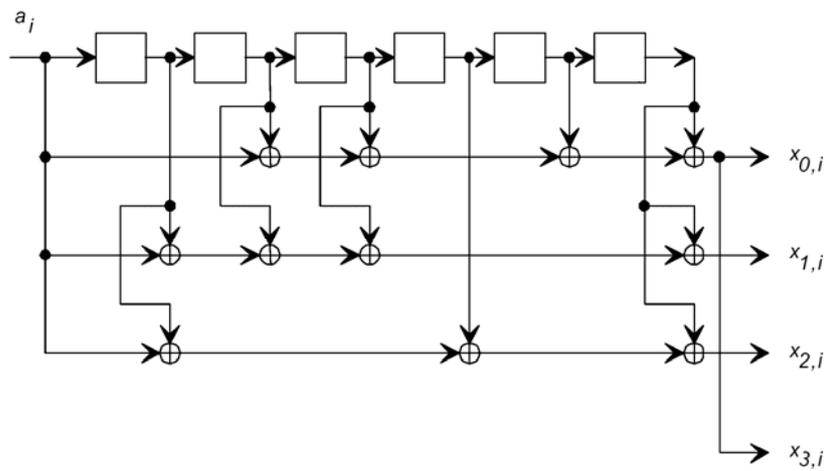


圖 2.4 DAB 系統之母迴旋編碼器

在每個邏輯碼框中，母迴旋編碼器 (如圖 2.4 所示)，自能量分散攪拌器 (Energy Dispersal Scrambler) 的輸出資料流取得 I 個位元 $(a_i)_{i=0}^{I-1}$ ，並且產生一組向量碼 (Codeword) $\{(x_{0,i}, x_{1,i}, x_{2,i}, x_{3,i})\}_{i=0}^{I+5}$ 。母迴旋編碼器的輸出分別定義如下：

$$\begin{aligned} x_{0,i} &= a_i \oplus a_{i-2} \oplus a_{i-3} \oplus a_{i-5} \oplus a_{i-6}; \\ x_{1,i} &= a_i \oplus a_{i-1} \oplus a_{i-2} \oplus a_{i-3} \oplus a_{i-6}; \\ x_{2,i} &= a_i \oplus a_{i-1} \oplus a_{i-4} \oplus a_{i-6}; \\ x_{3,i} &= a_i \oplus a_{i-2} \oplus a_{i-3} \oplus a_{i-5} \oplus a_{i-6}; \end{aligned} \quad i = 0, 1, 2, \dots, I + 5$$

其中 $(a_{-6}, a_{-5}, a_{-4}, a_{-3}, a_{-2}, a_{-1})$ 表示暫存器 (shift register) 的全零的初始狀態 (all.zero initial state)，以及 $(a_I, a_{I+1}, a_{I+2}, a_{I+3}, a_{I+4}, a_{I+5})$ 表示全零的最終狀態 (all.zero final state)。

將每個編碼字 $\{(x_{0,i}, x_{1,i}, x_{2,i}, x_{3,i})\}_{i=0}^{I+5}$ 依序排列並重新表示為新的向量碼

U :

$$\mathbf{U} = (u_0, u_1, u_2, \dots, u_{4I-1}, u_{4I}, u_{4I+1}, \dots, u_{4I+23})$$

其中

$$u_i = x_{R(\frac{i}{4}), Q(\frac{i}{4})} \quad i = 0, 1, 2, \dots, 4I + 23$$

函式 R 與 Q 分別表示除法中的餘數和商數。

2.1.3.2 打孔程序

經過母迴旋編碼器所產生的向量碼 \mathbf{U} ，將前 $4I$ 個位元 ($u_0, u_1, u_2, \dots, u_{4I-1}$) 分成幾個區塊，其中每個區塊都包含 128 個位元，然後將每個區塊再分成 4 個子區塊，每個子區塊包含 32 個位元。在同一個區塊中的子區塊使用相同的打孔程序，打孔程序是利用打孔指標 PI 及打孔向量 V_{PI} 來決定打孔的方法，其定義如下：

$V_{PI,i} = 0$ ，不傳送； $V_{PI,i} = 1$ ，傳送。

打孔指標 PI 與打孔向量 V_{PI} 關係如表 2.2：

表 2.2 打孔指標 PI 與打孔向量 VPI 關係表

	$(V_{PI,0}, \dots, \dots, V_{PI,31})$
PI=1: code rate: 8/9	1100 1000 1000 1000 1000 1000 1000 1000
PI=2: code rate: 8/10	1100 1000 1000 1000 1100 1000 1000 1000
PI=3: code rate: 8/11	1100 1000 1100 1000 1100 1000 1000 1000
PI=4: code rate: 8/12	1100 1000 1100 1000 1100 1000 1100 1000
PI=5: code rate: 8/13	1100 1100 1100 1000 1100 1000 1100 1000
PI=6: code rate: 8/14	1100 1100 1100 1000 1100 1100 1100 1000
PI=7: code rate: 8/15	1100 1100 1100 1100 1100 1100 1100 1000
PI=8: code rate: 8/16	1100 1100 1100 1100 1100 1100 1100 1100
PI=9: code rate: 8/17	1110 1100 1100 1100 1100 1100 1100 1100
PI=10: code rate: 8/18	1110 1100 1100 1100 1110 1100 1100 1100
PI=11: code rate: 8/19	1110 1100 1110 1100 1110 1100 1100 1100
PI=12: code rate: 8/20	1110 1100 1110 1100 1110 1100 1110 1100
PI=13: code rate: 8/21	1110 1110 1110 1100 1110 1100 1110 1100
PI=14: code rate: 8/22	1110 1110 1110 1100 1110 1110 1110 1100
PI=15: code rate: 8/23	1110 1110 1110 1110 1110 1110 1110 1100
PI=16: code rate: 8/24	1110 1110 1110 1110 1110 1110 1110 1110
PI=17: code rate: 8/25	1111 1110 1110 1110 1110 1110 1110 1110
PI=18: code rate: 8/26	1111 1110 1110 1110 1111 1110 1110 1110
PI=19: code rate: 8/27	1111 1110 1111 1110 1111 1110 1110 1110
PI=20: code rate: 8/28	1111 1110 1111 1110 1111 1110 1111 1110
PI=21: code rate: 8/29	1111 1111 1111 1110 1111 1110 1111 1110
PI=22: code rate: 8/30	1111 1111 1111 1110 1111 1111 1111 1110
PI=23: code rate: 8/31	1111 1111 1111 1111 1111 1111 1111 1110
PI=24: code rate: 8/32	1111 1111 1111 1111 1111 1111 1111 1111

表 2.2 所列共有 24 種打孔的方法，打孔指標 PI 及打孔向量 V_{PI} 決定打孔的方法，同時也決定編碼率。以表 2.2 PI=1 為例，其相對應的打孔向量 V_{PI} 為(1100 1000 1000 1000 1000 1000 1000 1000)。自母迴旋編碼器的輸出 32 個位元中，僅傳送 9 個位元，所以經過打孔式迴旋編碼器的編碼率為 8/9。

向量碼 U 中最後 24 個位元 ($u_{4l}, u_{4l+1}, \dots, u_{4l+23}$) 是利用以下固定的打孔程序作打孔的動作：

$$V_T = (1100 \ 1100 \ 1100 \ 1100 \ 1100 \ 1100)$$

打孔後剩下的 12 個位元稱為末尾位元(Tail Bits)。

2.1.3.2.1 快速資訊通道的打孔程序

數位音響廣播系統中，模式 I、II 及 IV 在快速資訊通道 (Fast Information Channel) 中的打孔程序均相同。每個母迴旋編碼器的輸出向量皆利用前一節所描述的方法來進行打孔程序。前面 3072 個位元 ($4I=3072$) 分割成 24 個大區塊，其中前 21 個大區塊內的小區塊利用打孔指標 16 ($PI=16$) 來進行打孔程序，而後面的 3 個大區塊內的小區塊則利用打孔指標 15 ($PI=15$) 來進行打孔程序。最後的 24 個位元則是利用前一節後面所提到的打孔方式來產生 12 個末尾位元。所以經由打孔編碼完後所剩下來的碼 $(b_i)_{i=0}^{2303}$ 共有 2304 個位元。

$$4 \times (8+16) \times 21 + 4 \times (8+15) \times 3 + 12 = 2304$$

而在模式 III 中，每個母迴旋編碼器的輸出向量也是利用前一節所描述的方法來進行打孔程序。前面 4096 個位元 ($4I=4096$) 分割成 32 個大區塊，其中前 29 個大區塊內的小區塊利用打孔指標 16 ($PI=16$) 來進行打孔程序，後面的 3 個大區塊內的小區塊則是利用打孔指標 15 ($PI=15$) 來進行打孔程序。同樣最後的 24 個位元利用前一節後面提到的打孔方式來產生 12 個末尾位元。所以經由打孔編碼之後所剩下來的碼 $(b_i)_{i=0}^{3071}$ 共有 3072 個位元。

$$4 \times (8+16) \times 29 + 4 \times (8+15) \times 3 + 12 = 3072$$

2.1.3.2.2 主要服務通道的打孔程序

在主要服務通道 (Main Service Channel) 內之通道編碼的打孔程序是利用保護分佈 (Protection Profiles) 及保護等級 (Protection Level) 來規範。其中保護分布分為對等錯誤保護編碼 (equal error protection) 及不對等錯誤保護編碼 (unequal protection) 二種。

首先介紹不對等錯誤保護編碼。攪拌器輸出的向量 $(a_i)_{i=0}^{I-1}$ 中， I 是音響位元傳輸率 (Audio Bit Rate) 的函數，同 2.1.3.2 節所述，將母迴旋編碼器的輸出向量前 $4I$ 個位元，分割成 L 個區塊，則 I 、 L 與音響位元傳輸率的關係如表 2.3 所示：

表 2.3 音響位元傳輸率與參數 I、L 之對應關係表

Audio bit rate (kbit/s)	I	L
32	768	24
48	1 152	36
56	1 344	42
64	1 536	48
80	1 920	60
96	2 304	72
112	2 688	84
128	3 072	96
160	3 840	120
192	4 608	144
224	5 376	168
256	6 144	192
320	7 680	240
384	9 216	288

不對等錯誤保護編碼的打孔方式如表 2.4 所示。在 L 個區塊中，前 L_1 個區塊利用打孔指標 PI_1 來決定打孔程序，接著的 L_2 個區塊利用打孔指標 PI_2 來決定打孔程序，以此類推，最後的 24 個位元則是利用末尾位元的打孔方法來產生 12 個末尾位元。表 2.4 中的參數 P 代表著不同程度的保護等級。

表 2.4 音響廣播服務之保護分佈關係表

Audio bit rate (kbit/s)	P	L_1	L_2	L_3	L_4	PI_1	PI_2	PI_3	PI_4	number of padding bits
32	5	3	4	17	0	5	3	2	-	0
32	4	3	3	18	0	11	6	5	-	0
32	3	3	4	14	3	15	9	6	8	0
32	2	3	4	14	3	22	13	8	13	0
32	1	3	5	13	3	24	17	12	17	4
48	5	4	3	26	3	5	4	2	3	0
48	4	3	4	26	3	9	6	4	6	0
48	3	3	4	26	3	15	10	6	9	4
48	2	3	4	26	3	24	14	8	15	0
48	1	3	5	25	3	24	18	13	18	0
56	5	6	10	23	3	5	4	2	3	0
56	4	6	10	23	3	9	6	4	5	0
56	3	6	12	21	3	16	7	6	9	0
56	2	6	10	23	3	23	13	8	13	8
64	5	6	9	31	2	5	3	2	3	0
64	4	6	9	33	0	11	6	5	-	0
64	3	6	12	27	3	16	8	6	9	0
64	2	6	10	29	3	23	13	8	13	8
64	1	6	11	28	3	24	18	12	18	4
80	5	6	10	41	3	6	3	2	3	0
80	4	6	10	41	3	11	6	5	6	0
80	3	6	11	40	3	16	8	6	7	0
80	2	6	10	41	3	23	13	8	13	8
80	1	6	10	41	3	24	17	12	18	4
96	5	7	9	53	3	5	4	2	4	0
96	4	7	10	52	3	9	6	4	6	0
96	3	6	12	51	3	16	9	6	10	4
96	2	6	10	53	3	22	12	9	12	0
96	1	6	13	50	3	24	18	13	19	0
112	5	14	17	50	3	5	4	2	5	0
112	4	11	21	49	3	9	6	4	8	0
112	3	11	23	47	3	16	8	6	9	0
112	2	11	21	49	3	23	12	9	14	4
128	5	12	19	62	3	5	3	2	4	0
128	4	11	21	61	3	11	6	5	7	0
128	3	11	22	60	3	16	9	6	10	4
128	2	11	21	61	3	22	12	9	14	0
128	1	11	20	62	3	24	17	13	19	8
160	5	11	19	87	3	5	4	2	4	0
160	4	11	23	83	3	11	6	5	9	0
160	3	11	24	82	3	16	8	6	11	0
160	2	11	21	85	3	22	11	9	13	0
160	1	11	22	84	3	24	18	12	19	0
192	5	11	20	110	3	6	4	2	5	0
192	4	11	22	108	3	10	6	4	9	0
192	3	11	24	106	3	16	10	6	11	0
192	2	11	20	110	3	22	13	9	13	8
192	1	11	21	109	3	24	20	13	24	0
224	5	12	22	131	3	8	6	2	6	4
224	4	12	26	127	3	12	8	4	11	0
224	3	11	20	134	3	16	10	7	9	0
224	2	11	22	132	3	24	16	10	15	0
224	1	11	24	130	3	24	20	12	20	4
256	5	11	24	154	3	6	5	2	5	0
256	4	11	24	154	3	12	9	5	10	4
256	3	11	27	151	3	16	10	7	10	0
256	2	11	22	156	3	24	14	10	13	8

Audio bit rate (kbit/s)	P	L_1	L_2	L_3	L_4	PI_1	PI_2	PI_3	PI_4	number of padding bits
256	1	11	26	152	3	24	19	14	18	4
320	5	11	26	200	3	8	5	2	6	4
320	4	11	25	201	3	13	9	5	10	8
320	2	11	26	200	3	24	17	9	17	0
384	5	11	27	247	3	8	6	2	7	0
384	3	11	24	250	3	16	9	7	10	4
384	1	12	28	245	3	24	20	14	23	8

前面已經介紹完不對等錯誤保護編碼的打孔方式，接著將說明對等錯誤保護編碼的打孔方式。攪拌器輸出的向量 $(a_i)_{i=0}^{L-1}$ 中，如前面所敘述，將母迴旋編碼器的輸出向量前 $4I$ 個位元分成 L 個區塊。前面 L_1 個區塊利用打孔指標 PI_1 來決定打孔程序，接著的 L_2 個區塊利用打孔指標 PI_2 來決定打孔程序，同樣地，最後的 24 個位元則是利用末尾位元的打孔方法來產生 12 個末尾位元。

位元傳輸率 (Data Bit Rate) 與 I 、 L 之關係如表 2.5 所示；最後對等錯誤保護編碼的打孔方式則如表 2.6 所示。其中又以位元傳輸率區分為 8n kbit/s 及 32n kbit/s。

位元傳輸率為 8n kbit/s：

表 2.5.1 位元傳輸率與參數 I 、 L 的關係表

Data bit rate (kbit/s)	I	L
8	192	6
:	:	:
8n	192n	6n
:	:	:
1 728	41 472	1 296

表 2.6.1 對等錯誤保護分佈表 (set A)

Data bit rate (kbit/s)	P	L_1	L_2	PI_1	PI_2
8n	4-A	4n-3	2n+3	3	2
8n	3-A	6n-3	3	8	7
8	2-A	5	1	13	12
8n (n>1)		2n-3	4n+3	14	13
8n	1-A	6n-3	3	24	23

位元傳輸率為 32n kbit/s：

表 2.5.2 位元傳輸率與參數 I、L 的關係表

Data bit rate (kbit/s)	I	L
32	768	24
:	:	:
32n	768n	24n
:	:	:
1 824	43 776	1 368

表 2.6.2 對等錯誤保護分佈表 (set B)

Data bit rate (kbit/s)	P	L ₁	L ₂	PI ₁	PI ₂
32n	4-B	24n-3	3	2	1
32n	3-B	24n-3	3	4	3
32n	2-B	24n-3	3	6	5
32n	1-B	24n-3	3	10	9

2.1.4 傳輸端 interleaver 之結構

2.1.4.1 時間交錯

時間交錯(Time Interleaving)只使用在主要服務頻道(MSC)的資料位元上，而不用在快速資訊頻道(FIC)的資料位元上。每一個迴旋編碼輸出是由一連串的迴旋字碼(Convolutional Codewords)(B_r) $_{r=-\infty}^{\infty}$ 所組成，其中 B_r 代表迴旋字碼輸出的每個位元($b_{r,0}, b_{r,1}, \dots, b_{r,i}, \dots, b_{r,M_r-1}$)，當 B_r 進入時間交錯器會形成多個以 M_r 為長度之區塊，如果多工重新組態(Multiplex Re.configuration)發生， M_r 是會改變的，不過多工重新組態在250個邏輯碼框(Logical Frame)內至多只會發生一次。

經過時間交錯後的輸出序列為(C_r) $_{r=-\infty}^{\infty}$ ，其中 $C_r = (c_{r,0}, c_{r,1}, \dots, c_{r,i}, \dots, c_{r,N_r-1})$ ，長度是 N_r bits，這輸出序列是一個子通道的內容。只要多工組態(Multiplex Configuration)保持穩定，向量 C_r 的長度會等於向量 B_r 。多工重新組態發生後，15個邏輯碼框的時間週期內，某些子通道的 N_r 可能大於 M_r ，這時交錯器就要作些微調整，稍後會敘述這兩參數的關係。

時間交錯由以下關係式實現

$$c_{r,i_r} = \begin{cases} b_{r,i_r} & \text{if } i_r \leq M_r - 1 \\ 0 & \text{if not} \end{cases} \quad \text{for } i_r = 0, 1, 2, \dots, N_r - 1 \text{ and all integers.} \quad (2.2)$$

r' , r 和 i_r 這些下標參數的關係列在表2.7，其中 $R(i_r/16)$ 代表 i_r 作模數(modulo)16的運算。

表 2.7 r' , r 和 i_r 下標參數的關係

$R(i_r/16)$	$r'(r, i_r)$
0	r
1	$r-8$
2	$r-4$
3	$r-12$
4	$r-2$
5	$r-10$
6	$r-6$
7	$r-14$
8	$r-1$
9	$r-9$
10	$r-5$
11	$r-13$
12	$r-3$
13	$r-11$
14	$r-7$
15	$r-15$

M_r 和 N_r 的關係有以下三種情況，(a)如果 M_r 在過去的16個碼框恆定，就是 $M_r = M_{r-1} = \dots = M_{r-15}$ ，則 $N_r = M_r$ ；(b)如果 M_r 在過去16個碼框內有增加長度，即 $M_r > M_{r-15}$ ，那麼 $N_r = M_r$ ；(c)如果 M_r 在過去16個碼框有降低長度，即 $M_r < M_{r-15}$ ，則 $N_r = M_{r-15}$ 。所以等效的關係式為 $N_r = \max(M_r, M_{r-15})$ 。我們用下列例子說明以上三種情況的時間交錯動作。

例子1：資料服務部份為8 kbit/s的傳輸速度且保護等級是4，假設沒有多工重新組態發生，迴旋字碼 B_r 為 $(b_{r,0}, b_{r,1}, \dots, b_{r,i_r}, \dots, b_{r,255})$ ，針對所有的時間下標 r ，其 $M_r = N_r = 256$ ，圖2.5 說明了時間交錯的規則。

Time interleaver input		Time interleaver output																
r-1	r	r	r+1	r+2	r+3	r+4	r+5	r+6	r+7	r+8	r+9	r+10	r+11	r+12	r+13	r+14	r+15	
...	$a_{r-1,0}$	$a_{r,0}$	
...	$a_{r-1,1}$	$a_{r,1}$	$a_{r-8,1}$	$a_{r-7,1}$	$a_{r-6,1}$	$a_{r-5,1}$	$a_{r-4,1}$	$a_{r-3,1}$	$a_{r-2,1}$	$a_{r-1,1}$	$a_{r,1}$	
...	$a_{r-1,2}$	$a_{r,2}$	$a_{r-4,2}$	$a_{r-3,2}$	$a_{r-2,2}$	$a_{r-1,2}$	$a_{r,2}$	
...	$a_{r-1,3}$	$a_{r,3}$	$a_{r-12,3}$	$a_{r-11,3}$	$a_{r-10,3}$	$a_{r-9,3}$	$a_{r-8,3}$	$a_{r-7,3}$	$a_{r-6,3}$	$a_{r-5,3}$	$a_{r-4,3}$	$a_{r-3,3}$	$a_{r-2,3}$	$a_{r-1,3}$	$a_{r,3}$	
...	$a_{r-1,4}$	$a_{r,4}$	$a_{r-2,4}$	$a_{r-1,4}$	$a_{r,4}$	
...	$a_{r-1,5}$	$a_{r,5}$	$a_{r-10,5}$	$a_{r-9,5}$	$a_{r-8,5}$	$a_{r-7,5}$	$a_{r-6,5}$	$a_{r-5,5}$	$a_{r-4,5}$	$a_{r-3,5}$	$a_{r-2,5}$	$a_{r-1,5}$	$a_{r,5}$	
...	$a_{r-1,6}$	$a_{r,6}$	$a_{r-6,6}$	$a_{r-5,6}$	$a_{r-4,6}$	$a_{r-3,6}$	$a_{r-2,6}$	$a_{r-1,6}$	$a_{r,6}$	
...	$a_{r-1,7}$	$a_{r,7}$	$a_{r-14,7}$	$a_{r-13,7}$	$a_{r-12,7}$	$a_{r-11,7}$	$a_{r-10,7}$	$a_{r-9,7}$	$a_{r-8,7}$	$a_{r-7,7}$	$a_{r-6,7}$	$a_{r-5,7}$	$a_{r-4,7}$	$a_{r-3,7}$	$a_{r-2,7}$	$a_{r-1,7}$	$a_{r,7}$	
...	$a_{r-1,8}$	$a_{r,8}$	$a_{r-1,8}$	$a_{r,8}$	
...	$a_{r-1,9}$	$a_{r,9}$	$a_{r-9,9}$	$a_{r-8,9}$	$a_{r-7,9}$	$a_{r-6,9}$	$a_{r-5,9}$	$a_{r-4,9}$	$a_{r-3,9}$	$a_{r-2,9}$	$a_{r-1,9}$	$a_{r,9}$	
...	$a_{r-1,10}$	$a_{r,10}$	$a_{r-5,10}$	$a_{r-4,10}$	$a_{r-3,10}$	$a_{r-2,10}$	$a_{r-1,10}$	$a_{r,10}$	
...	$a_{r-1,11}$	$a_{r,11}$	$a_{r-13,11}$	$a_{r-12,11}$	$a_{r-11,11}$	$a_{r-10,11}$	$a_{r-9,11}$	$a_{r-8,11}$	$a_{r-7,11}$	$a_{r-6,11}$	$a_{r-5,11}$	$a_{r-4,11}$	$a_{r-3,11}$	$a_{r-2,11}$	$a_{r-1,11}$	$a_{r,11}$...	
...	$a_{r-1,12}$	$a_{r,12}$	$a_{r-3,12}$	$a_{r-2,12}$	$a_{r-1,12}$	$a_{r,12}$	
...	$a_{r-1,13}$	$a_{r,13}$	$a_{r-11,13}$	$a_{r-10,13}$	$a_{r-9,13}$	$a_{r-8,13}$	$a_{r-7,13}$	$a_{r-6,13}$	$a_{r-5,13}$	$a_{r-4,13}$	$a_{r-3,13}$	$a_{r-2,13}$	$a_{r-1,13}$	$a_{r,13}$	
...	$a_{r-1,14}$	$a_{r,14}$	$a_{r-7,14}$	$a_{r-6,14}$	$a_{r-5,14}$	$a_{r-4,14}$	$a_{r-3,14}$	$a_{r-2,14}$	$a_{r-1,14}$	$a_{r,14}$	
...	$a_{r-1,15}$	$a_{r,15}$	$a_{r-15,15}$	$a_{r-14,15}$	$a_{r-13,15}$	$a_{r-12,15}$	$a_{r-11,15}$	$a_{r-10,15}$	$a_{r-9,15}$	$a_{r-8,15}$	$a_{r-7,15}$	$a_{r-6,15}$	$a_{r-5,15}$	$a_{r-4,15}$	$a_{r-3,15}$	$a_{r-2,15}$	$a_{r-1,15}$	$a_{r,15}$
...	$a_{r-1,16}$	$a_{r,16}$	$a_{r,16}$	
...	$a_{r-1,17}$	$a_{r,17}$	$a_{r-8,17}$	$a_{r-7,17}$	$a_{r-6,17}$	$a_{r-5,17}$	$a_{r-4,17}$	$a_{r-3,17}$	$a_{r-2,17}$	$a_{r-1,17}$	$a_{r,17}$	
...	$a_{r-1,18}$	$a_{r,18}$	$a_{r-4,18}$	$a_{r-3,18}$	$a_{r-2,18}$	$a_{r-1,18}$	$a_{r,18}$	
...	
...	
...	
...	$a_{r-1,255}$	$a_{r,255}$	$a_{r-15,255}$	$a_{r-14,255}$	$a_{r-13,255}$	$a_{r-12,255}$	$a_{r-11,255}$	$a_{r-10,255}$	$a_{r-9,255}$	$a_{r-8,255}$	$a_{r-7,255}$	$a_{r-6,255}$	$a_{r-5,255}$	$a_{r-4,255}$	$a_{r-3,255}$	$a_{r-2,255}$	$a_{r-1,255}$	$a_{r,255}$

圖 2.5 例子 1 的時間交錯規則

例子2：資料服務部份為8 kbit/s的傳輸速度且保護等級是4，重新組態後資料服務部份為 8 kbit/s 且保護等級是 3，迴旋字碼為

$$B_r = \begin{cases} (b_{r,0}, b_{r,1}, \dots, b_{r,i_r}, \dots, b_{r,255}) & \text{for } r \leq r_0 - 1 \\ (b_{r,0}, b_{r,1}, \dots, b_{r,i_r}, \dots, b_{r,383}) & \text{for } r \geq r_0 \end{cases}, M_r = N_r \begin{cases} 256 & \text{for } r \leq r_0 - 1 \\ 384 & \text{for } r \geq r_0 \end{cases}, \text{圖2.6說明}$$

了時間交錯的規則。

Time interleaver input																	time →			
r ₀ -3	r ₀ -2	r ₀ -1	r ₀	r ₀ +1	r ₀ +2	r ₀ +3	r ₀ +4	r ₀ +5	r ₀ +6	r ₀ +7	r ₀ +8	r ₀ +9	r ₀ +10	r ₀ +11	r ₀ +12	r ₀ +13	r ₀ +14	r ₀ +15	r ₀ +16	
....	a _{r₀-1,0}	a _{r₀,0}	
....	a _{r₀-1,1}	a _{r₀,1}	
....	
....	a _{r₀-1,255}	a _{r₀,255}	
....	
....	a _{r₀,383}	
....	
Time interleaver output																				
....	a _{r₀-1,0}	a _{r₀,0}	a _{r₀+14,0}	a _{r₀+15,0}	
....	a _{r₀-9,1}	a _{r₀-8,1}	a _{r₀+6,1}	a _{r₀+7,1}	
....	
....	a _{r₀-16,255}	a _{r₀-15,255}	a _{r₀-1,255}	a _{r₀,255}	
....	a _{r₀,256}	a _{r₀+1,256}	a _{r₀-14,256}	a _{r₀+15,256}	
....	0	0	a _{r₀+6,257}	a _{r₀+7,257}	
....	
....	0	0	a _{r₀,263}	a _{r₀+1,263}	
....	0	a _{r₀,264}	a _{r₀+13,264}	a _{r₀+14,264}	
....	0	0	a _{r₀+5,265}	a _{r₀+6,265}	
....	
....	0	0	0	a _{r₀,271}	
....	a _{r₀,272}	a _{r₀+1,272}	a _{r₀+14,272}	a _{r₀+15,272}	
....	
....	0	a _{r₀,376}	a _{r₀+13,376}	a _{r₀+14,376}	
....	0	0	a _{r₀+5,377}	a _{r₀+6,377}	
....	
....	0	0	a _{r₀+7,382}	a _{r₀+8,382}	
....	0	0	0	a _{r₀,383}	

圖 2.6 例子 2 的時間交錯規則

例子3：資料服務部份為8 kbit/s的傳輸速度且保護等級是4，重新組態後資料服務部份為 8 kbit/s 且 保護 等級 是 4 ， 迴 旋 字 碼 為

$$B_r = \begin{cases} (b_{r,0}, b_{r,1}, \dots, b_{r,i_r}, \dots, b_{r,383}) & \text{for } r \leq r_0 - 1 \\ (b_{r,0}, b_{r,1}, \dots, b_{r,i_r}, \dots, b_{r,255}) & \text{for } r \geq r_0 \end{cases}, \quad M_r = \begin{cases} 384 & \text{for } r \leq r_0 - 1 \\ 256 & \text{for } r \geq r_0 \end{cases},$$

$$N_r = \begin{cases} 384 & \text{for } r \leq r_0 + 14 \\ 256 & \text{for } r \geq r_0 + 15 \end{cases}, \text{ 圖2.7 說明了時間交錯的規則。}$$

Time interleaver input																	time →		
r ₀ -3	r ₀ -2	r ₀ -1	r ₀	r ₀ +1	r ₀ +2	r ₀ +3	r ₀ +4	r ₀ +5	r ₀ +6	r ₀ +7	r ₀ +8	r ₀ +9	r ₀ +10	r ₀ +11	r ₀ +12	r ₀ +13	r ₀ +14	r ₀ +15	r ₀ +16
....	a ₀ -1,0	a ₀ ,0
....	a ₀ -1,1	a ₀ ,1
....
....	a ₀ -1,255	a ₀ ,255
....
....	a ₀ -1,383
....
Time interleaver output																			
....	a ₀ -1,0	a ₀ ,0	a ₀ +13,0	a ₀ +14,0	a ₀ +15,0
....	a ₀ -9,1	a ₀ -8,1	a ₀ +5,1	a ₀ +6,1	a ₀ +7,1
....
....	a ₀ -16,255	a ₀ -15,255	a ₀ -2,255	a ₀ -1,255	a ₀ ,255
....	a ₀ -1,256	0	0	0
....	a ₀ -9,257	a ₀ -8,257	0	0
....
....	a ₀ -15,263	a ₀ -14,263	a ₀ -1,263	0
....	a ₀ -2,264	a ₀ -1,264	0	0
....
....
....	a ₀ -16,271	a ₀ -15,271	a ₀ -2,271	a ₀ -1,271
....	a ₀ -1,272	0	0	0
....	a ₀ -9,273	a ₀ -8,273	0	0
....
....	0	0
....	0	0
....	0	0
....	a ₀ -16,383	a ₀ -15,383	a ₀ -2,383	a ₀ -1,383

圖 2.7 例子 3 的時間交錯規則

2.1.4.2 頻率交錯

這裡將介紹 QPSK 符元 $q_{l,n}$ 的下標 n 和載波下標 (Carrier Index) k 的關係 ($-K/2 \leq k < 0$ or $0 < k \leq K/2$)。也就是原本 QPSK 符元依序放到載波上，現在將傳送順序打散，達到頻率交錯 (Frequency Interleaving) 的目的。其 QPSK 符元重新排列的順序是依下式

$$y_{l,k} = q_{l,n} \text{ for } l = 2, 3, 4, \dots, L$$

$$k = F(n)$$

F 的函數依傳輸模式不同來定義。

2.1.4.2.1 傳輸模式 1

定義 $\Pi(i)$ 為排列方式 (Permutation)，其關係式 $\Pi(i) = 13\Pi(i-1) + 511 \pmod{2048}$ and $\Pi(0) = 0$ ，其中 $i = 0, 1, 2, \dots, 2047$ ，產生一排列順序的集合 $A = \{\Pi(0), \Pi(1), \Pi(2), \dots, \Pi(2047)\}$ ，再定義一集合

$D = \{d_0, d_1, d_2, \dots, d_{1535}\}$ ， D 是 A 的一個子集合，在 A 集合中，值的範圍是 $[256, 1792]$ 的元素會直接對應到 D 集合的元素，除了 $\Pi(i) = 1024$ 例外。所以 F 的函式定義為 $F(n) = d_n - 1024$ ，則QPSK符元 $q_{i,n}$ 下標 $n \in \{0, 1, 2, \dots, 1535\}$ 可依函數 F 對應到頻率下標(Frequency Index) $k \in \{-768, -767, -766, \dots, 768\}$ ，表2.8有一清楚的對照。

表 2.8 傳輸模式 1 的頻率交錯

i	$\Pi(i)$	d_n	n	k
0	0			
1	511	511	0	-513
2	1010	1010	1	-14
3	1353	1353	2	329
4	1716	1716	3	692
5	291	291	4	-733
6	198			
7	1037	1037	5	13
8	1704	1704	6	680
9	135			
10	218			
11	1297	1297	7	273
12	988	988	8	-36
13	1076	1067	9	43
14	46			
15	1109	1109	10	85
16	592	592	11	-432
17	15			
18	706	706	12	-318
:	:	:		
2044	1676	1676	1533	652
2045	1819			
2046	1630	1630	1534	606
2047	1221	1221	1535	197

2.1.4.2.2 傳輸模式2

排列方式 $\Pi(i) = 13\Pi(i-1) + 127 \pmod{512}$ and $\Pi(0) = 0$ ，其中 $i = 0, 1, 2, \dots, 511$ ，產生一排列順序的集合 $A = \{\Pi(0), \Pi(1), \Pi(2), \dots, \Pi(511)\}$ ，定義一集合 $D = \{d_0, d_1, d_2, \dots, d_{383}\}$ ， D 是 A 的一個子集合，在 A 集合中，值的範圍是 $[64, 448]$ 的元素會直接對應到 D 集合的元素，除了 $\Pi(i) = 256$ 例外。所以 F 的函式

定義為 $F(n)=d_n-256$ ，則QPSK符元 $q_{i,n}$ 下標 $n \in \{0,1,2,\dots,383\}$ 可依函數 F 對應到頻率下標(Frequency Index) $k \in \{-192,-191,-190,\dots,192\}$ ，表2.9有一清楚的對照。

表 2.9 傳輸模式 2 的頻率交錯

i	$\Pi(i)$	d_n	n	k
0	0			
1	127	127	0	-129
2	242	242	1	-14
3	201	201	2	-55
4	180	180	3	-76
5	419	419	4	163
6	454			
7	397	397	5	141
8	168	168	6	-88
9	263	263	7	7
10	474			
11	145	145	8	-111
12	476			
13	171	171	9	-85
14	302	302	10	46
15	469			
16	80	80	11	-176
17	143	143	12	-113
18	450			
:	:	:		
508	140	140	380	-116
509	411	411	381	155
510	350	350	382	94
511	69	69	383	-187

2.1.4.2.3 傳輸模式3

排列方式 $\Pi(i) = 13\Pi(i-1) + 63 \pmod{256}$ and $\Pi(0) = 0$ ，其中 $i = 0, 1, 2, \dots, 255$ ，產生一排列順序的集合 $A = \{\Pi(0), \Pi(1), \Pi(2), \dots, \Pi(255)\}$ ，定義一集合 $D = \{d_0, d_1, d_2, \dots, d_{191}\}$ ， D 是 A 的一個子集合，在 A 集合中，值的範圍是 $[32, 224]$ 的元素會直接對應到 D 集合的元素，除了 $\Pi(i) = 128$ 例外。所以 F 的函式定義為 $F(n) = d_n - 256$ ，則QPSK符元 $q_{i,n}$ 下標 $n \in \{0, 1, 2, \dots, 191\}$ 可依函數 F 對應到頻

率下標(Frequency Index) $k \in \{-96, -95, -94, \dots, 96\}$ ，表2.10有一清楚的對照。

表 2.10 傳輸模式 3 的頻率交錯

i	$\Pi(i)$	d_n	n	k
0	0			
1	63	63	0	-65
2	114	114	1	-14
3	9			
4	180	180	2	52
5	99	99	3	-29
6	70	70	4	-58
7	205	205	5	77
8	168	168	6	40
9	199	199	7	71
10	90	90	8	-38
11	209	209	9	81
12	220	220	10	92
13	107	107	11	-21
14	174	174	12	46
15	21			
16	80	80	13	-48
17	79	79	14	-49
18	66	66	15	-62
:	:	:		
252	140	140	188	12
253	91	91	189	-37
254	222	222	190	94
255	133	133	191	5

2.1.4.2.4 傳輸模式4

$\Pi(i) = 13\Pi(i-1) + 255 \pmod{1024}$ and $\Pi(0) = 0$ ，其中 $i = 0, 1, 2, \dots, 1023$ ，產生一排列順序的集合 $A = \{\Pi(0), \Pi(1), \Pi(2), \dots, \Pi(1023)\}$ ，定義一集合 $D = \{d_0, d_1, d_2, \dots, d_{767}\}$ ， D 是 A 的一個子集合， A 集合中值的範圍是 $[128, 896]$ 元素會直接對應到 D 集合的元素，除了 $\Pi(i) = 512$ 例外。所以 F 的函式定義為 $F(n) = d_n - 512$ ，則QPSK符元 $q_{i,n}$ 下標 $n \in \{0, 1, 2, \dots, 767\}$ 可依函數 F 對應到頻率下標 (Frequency Index) $k \in \{-384, -383, -382, \dots, 384\}$ ，表2.11有一清楚的對照。

表 2.11 傳輸模式 4 的頻率交錯

i	$\Pi(i)$	d_n	n	k
0	0			
1	255	255	0	-257
2	498	498	1	-14
3	585	585	2	73
4	692	692	3	180
5	35			
6	710	710	4	198
7	269	269	5	-243
8	680	680	6	168
9	903			
10	730	730	7	218
11	529	529	8	17
12	988			
13	811	811	9	299
14	558	558	10	46
15	341	341	11	-171
16	592	592	12	80
17	783	783	13	271
18	194	194	14	-318
:	:	:		
1 020	652	652	765	140
1 021	539	539	766	27
1 022	94			
1 023	453	453	767	-59

2.2 DAB 接收端系統架構

在數位音響廣播系統中，內層接收機的運作依次是碼框時間的同步，符元時間的同步、小數載波頻率偏移的估計以及整數載波頻率偏移的估計；至於通道的估測在數位音響廣播系統中是不需要做的，因為此系統使用了差分四相位移鍵調變技術。

2.2.1 DAB 系統同步架構之設計

在本章節，主要會著重於內層接收機架構的設計。數位音響廣播系統的內層接收機只包含訊號同步的設計，通道估測則是因為此系統使用差分調變方式所以可以忽略。類比前端(Analog Front End)的輸出訊號是等效基頻(Equivalent Baseband)接收訊號，經過類比轉數位轉換器可以得到等效基頻的數位接收訊號 $r(n)$ 。

在訊號同步的部分，首先利用每個碼框中第一個符元(空符元)的特性，我們可以得到碼框時間的同步，即是空符元所在位置的粗略估計，在此部分我們將介紹兩種碼框時間的估計方法。接著利用護衛間隔的特性，可以得到符元時間及小數載波頻率偏移的估計值，在此部分同樣介紹兩種符元時間的偵測方法。利用符元時間的資訊，我們可以取出不受碼際干擾的接收訊號；而小數載波頻率偏移的估計值經過自動頻率控制器(Automatic Frequency Controller, AFC)可以將之補償。當我們得到不受碼際干擾的接收訊號且小數載波頻率偏移也被補償了之後，利用碼框同步的資訊，我們可以取出每個碼框中的第二個符元，即是一個已知的相位參考符元。利用匹配這個已知的相位參考符元，我們可以估計出整數載波頻率偏移的量值。我們將在以下幾個次小節中分別詳細地說明此數位音響廣播系統訊號同步的方法。

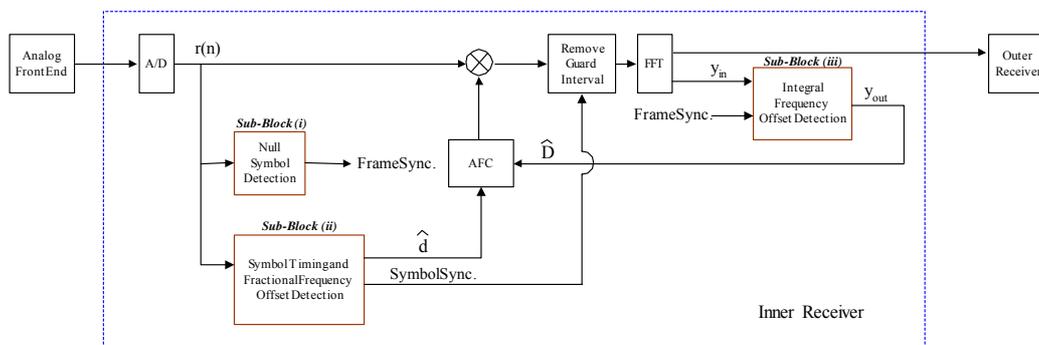


圖 2.9 數位音響廣播系統之訊號同步子系統方塊圖

2.2.1.1 碼框同步子架構之設計

圖 2.9 中子方塊 Sub.Block(i)的功能是偵測碼框的時間，即是碼框中符元的順序[2]。因為數位音響廣播系統的碼框中其第一個符元(空符元)通常不放訊號，所以利用這個特性我們可以粗略地估計出空符元的所在位置。在此我們提出最小功率偵測法(Minimum Power Detection)和雙滑動視窗法(Double Sliding Window)來做碼框同步的估計。

圖 2.10 是數位音響廣播系統中碼框訊號的功率示意圖。如圖所示，在碼框訊中，因為空符元位置不放訊號，所以這個位置傳輸訊號的功率為零；至於其它位置則不為零。利用此碼框訊號功率的特性可以估計碼框時間。

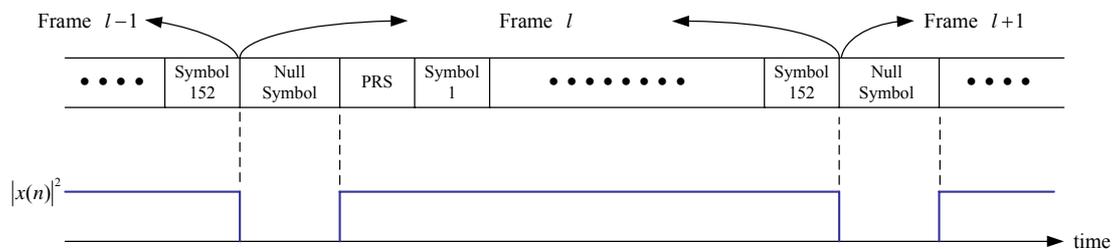


圖 2.10 數位音響廣播系統之碼框訊號功率示意圖

首先是最小功率偵測法，如圖 2.11 所示。在圖 2.11 中，接收訊號 $r(n)$ 先取其功率值再經過移動平均器(Moving Average)，最後在每個碼框長度的範圍中取出最小值所對應的時間位置。移動平均器的運算動作如下所示：

$$m_n = \sum_{k=0}^{L_F-1} |r_{n-k}|^2 \quad (2.3)$$

在白高斯雜訊通道中，我們取 L_F 值為空符元所包含的取樣數。如此一來，我們取到最小值所對應的時間位置理論上應該會在每個碼框中空符元的末端。在多重路徑衰減通道中，我們則取 L_F 值為空符元減去護衛間隔的取樣數。如此一來，我們取到最小值所對應的時間位置理論上應該會是每個碼框中空符元的末端一段非碼際干擾區間中的任何一點。

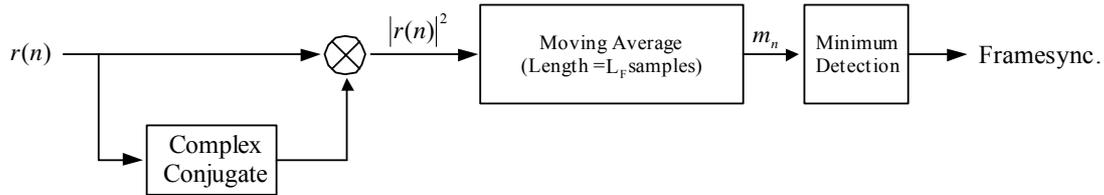


圖 2.11 最小功率偵測法之方塊圖

接著我們介紹另一個估計碼框時間的方法，即是雙滑動視窗偵測法，如圖 2.12 所示。由圖 2.12 可知，此方法和最小功率偵測法相似，不同處是此方法使用了兩個移動平均器，如下所示：

$$a_n = \sum_{k=0}^{L_f-1} |r_{n+k}|^2 \quad (2.4)$$

$$b_n = \sum_{k=0}^{L_f-1} |r_{n-k}|^2 \quad (2.5)$$

然後將兩個移動平均器輸出值相除，如下所示：

$$m_n = \frac{a_n}{b_n} \quad (2.6)$$

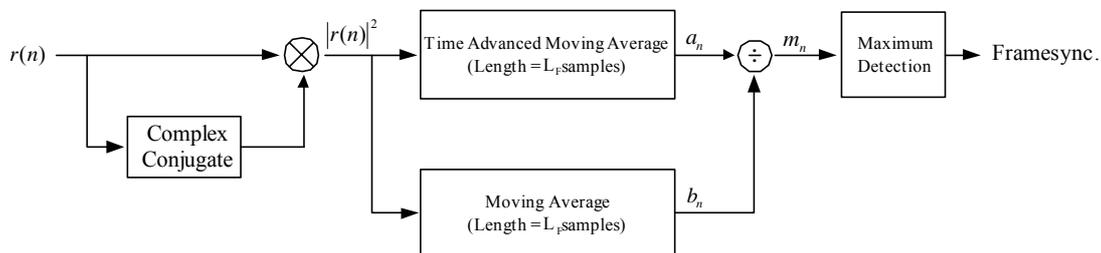


圖 2.12 雙滑動視窗偵測法之方塊圖

最後在每個碼框長度的範圍中，取出最大值所對應的時間位置。至於 L_f 值的選取和最小功率偵測法相同。在白高斯雜訊通道中， L_f 值取一個空符元的長度，則最大的 m_n 值所對應到的時間位置理論上應該在每個碼框中空符元的末端。在多重路徑衰減通道中， L_f 值是取空符元和護衛間隔的差值，則最大的 m_n 值所對應到的時間位置理論上也應該在每個碼框中空符元的末端。

2.2.1.2 符元同步與小數頻率偏移偵測子架構之

設計

符元同步及小數載波頻率偏移的偵測都是依靠每個完整 OFDM 符元前端的護衛間隔的特性。由圖 2.13 可以看出護衛間隔循環前置的特性。在每一個完整 OFDM 符元的前端都有一段訊號和其末端相同，即如圖 2.13 中每個完整符元都有一組 $\{I, I'\}$ 區間，其內的訊號完全相同。假設在沒有白高斯雜訊，沒有多重路徑衰減的通道環境下，接收訊號 $r(n)$ 只和載波頻率偏移有關如下所示：

$$r(n) = x_t(n) \cdot e^{j2\pi\Delta f_0 t} = x_t(n) \cdot e^{j2\pi\frac{\varepsilon}{N}nT} = x_t(n) \cdot e^{j2\pi\frac{\varepsilon n}{N}} \quad (2.7)$$

其中 Δf_0 為載波頻率偏移量值，單位為 Hz；而 ε 為正規化後的載波頻率偏移量值，單位為次載波間隔。若我們以 $M_r(n)$ 為接收訊號的延遲相乘，如下所示：

$$M_r(n) = r(n) \cdot r^*(n-N) \quad (2.8)$$

則將等式(2.7)代入等式(2.8)，可得到

$$\begin{aligned} M_r(n) &= x_t(n) \cdot e^{j2\pi\frac{\varepsilon n}{N}} \cdot x_t^*(n-N) \cdot e^{-j2\pi\frac{\varepsilon(n-N)}{N}} \\ &= x_t(n) \cdot x_t^*(n-N) \cdot e^{j2\pi\varepsilon} \end{aligned} \quad (2.9)$$

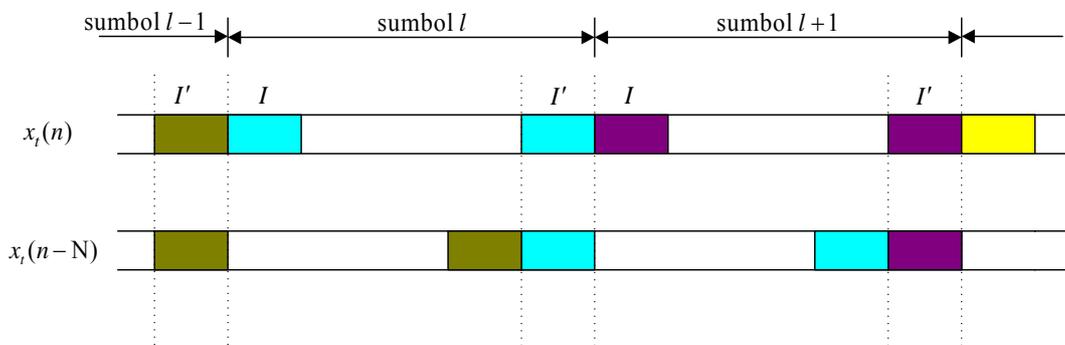


圖 2.13 護衛間隔特性之訊號序列示意圖

在圖 2.13 中，每個符元的 I' 區間內 $x_t(n)$ 和 $x_t(n-N)$ 相同(這是護衛間隔的特性)。所以在每個符元的 I' 區間內， $M_r(n)$ 的相位固定，其值為 $2\pi\varepsilon$ 。若我們取出 $M_r(n)$ 的正規化相位，如下所示：

$$\frac{1}{2\pi} \arg\{M_r(n)\} \quad (2.10)$$

則在每個符元的 I' 區間內，其正規化相位為 ε 值，且其值在 $\pm\frac{1}{2}$ 範圍內，如圖 2.14 所示 (在此例中 ε 為 0.3)。

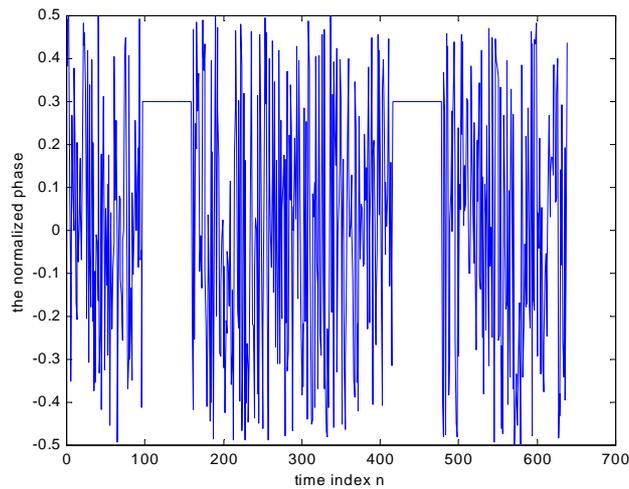


圖 2.14 護衛間隔特性之正規化相位示意圖

這個找頻率偏移的方法只能估計出小數部分的載波頻率偏移量，至於整數部分則無法估出。所以我們將 ε 分成整數和小數兩部分，如下所示：

$$\varepsilon = \Delta + \delta \quad (2.11)$$

其中 Δ 為整數， δ 在 $\pm \frac{1}{2}$ 之內。所以這個小節所介紹的方法是估計小數載波頻率偏移的方法(只能估計 δ 值)，而且必須先知道每個符元中 I' 區間內任何一點的時間位置。

如果在白高斯雜訊通道中，則 I' 區間長度為護衛間隔的長度。若是在多重路徑通道中，則每個路徑都有其對應的 I' 區間，如圖 2.15 所示。在圖 2.15 中，路徑 i 在每個完整符元中有一個對應的 I' 區間，標示為 A_i 區間，其長度為護衛間隔的長度。假設這個多重路徑通道的最大延遲時間 $\tau_{1,np}$ 小於護衛間隔的長度，則這 np 個路徑各自的 A_i 區間在時間軸上會有重疊的部分，我們稱此部分為非碼際干擾區間(ISI Free Region)。只要接收端中取樣視窗的末端落在此非碼際干擾區間內，即使在嚴重的頻率選擇性衰減通道(Frequency Selective Fading Channel)中，依然可以取到不受碼際干擾的符元資料。這些符元資料經反快速傅立葉轉換，可以在頻域上做訊號的等化及解調。

因此符元同步的目的就是找到此非碼際干擾區間中任何一點的時間位置。在這小節中，我們將介紹兩個估計符元時間的方法。

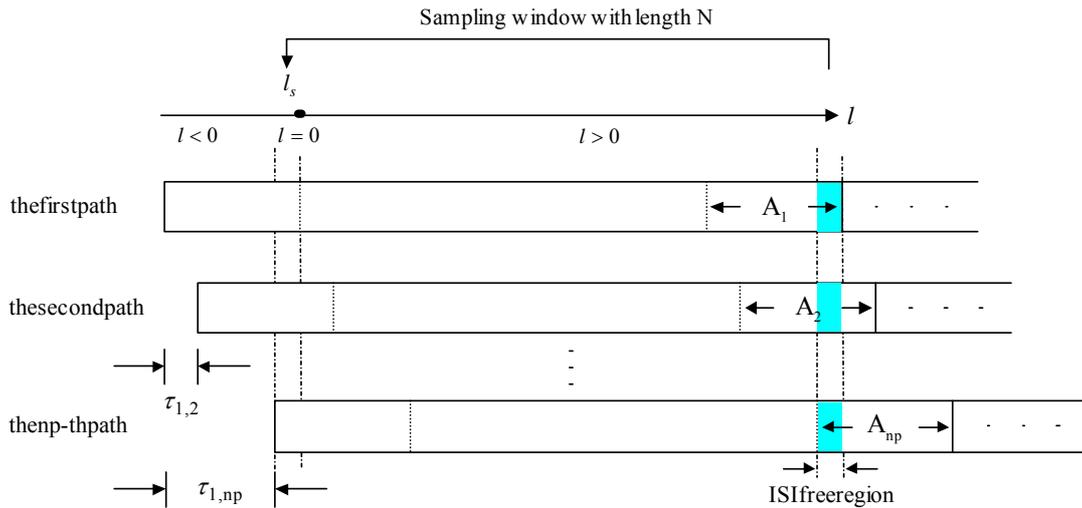


圖 2.15 多重路徑通道中非碼際干擾區間示意圖

2.2.1.2.1 最大功率偵測架構

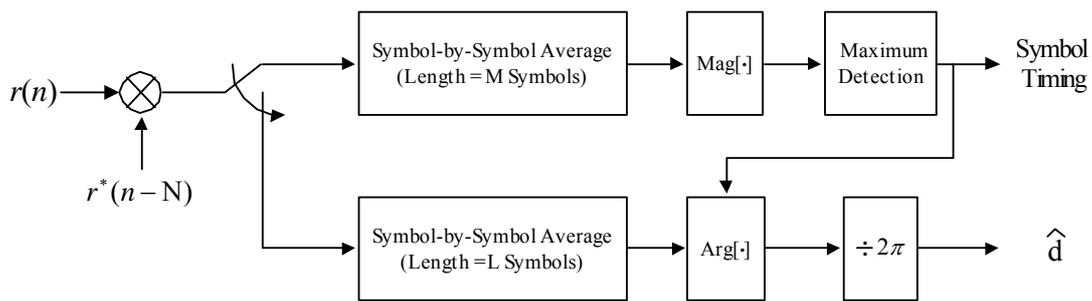


圖 2.16 符元同步及小數載波頻率偏移偵測方法一之方塊圖

圖 2.16 是符元同步及小數載波頻率偏移偵測方法一之方塊圖[3][4][5]。在圖 2.16 中，我們先將接收訊號作延遲相乘的動作，由於護衛間隔循環前置的特性，在無白高斯雜訊及無多重路徑衰減的通道環境下（即是理想通道下），這個乘積的相位在每個符元的 I' 區間內是固定的，而在其他區間其相位是在 $[-\pi, \pi]$ 之間呈現均勻分佈，如圖 2.14 所示。接著我們將這個訊號做符元對符元的區段式平均，則在每個符元中的 I' 區間內，其平均值的振幅會出現高原區，如圖 2.17 所示(此時 $M=100$)。如此一來，我們只要在每個完整符元的範圍內，取出振幅最大值所對應的時間位置，則此時間位置必然落在 I' 區間內。我們由此可以得到符元時間的估計值。如果是在雙重路徑衰減通道下，例如其通道參數是車速每小時 100 公里，兩個路徑的延遲時間是 $25 \mu s$ ，其功率比為 1:1 而訊號雜訊比為 7dB，以傳輸模式三的傳輸參數為主，則在此方法中平均值輸出的振幅將如圖 2.18(此時 $M=200$)所示。同樣地，圖 2.18 中在每個完整符元範圍內會出現一次高原區，

此高原區即是非碼際干擾區。找出高原區的任一點，其對應的時間即是符元時間的估計值。至於小數載波頻率偏移量值的估計，只要知道符元時間的估計值，找出平均器輸出端該時間位置的相位，即可偵測出小數載波頻率偏移的量值。

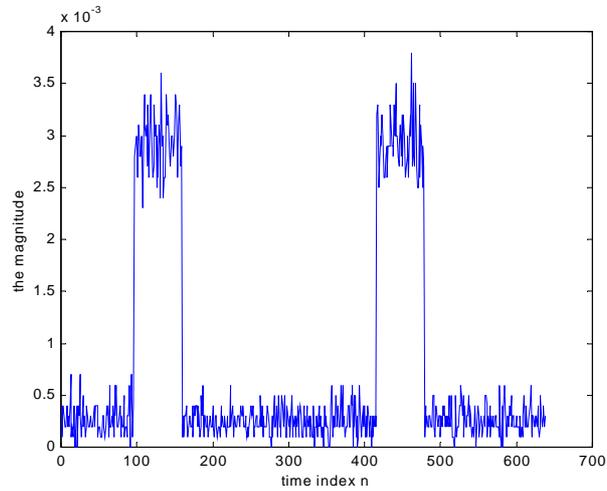


圖 2.17 理想通道中方法一之振幅示意圖

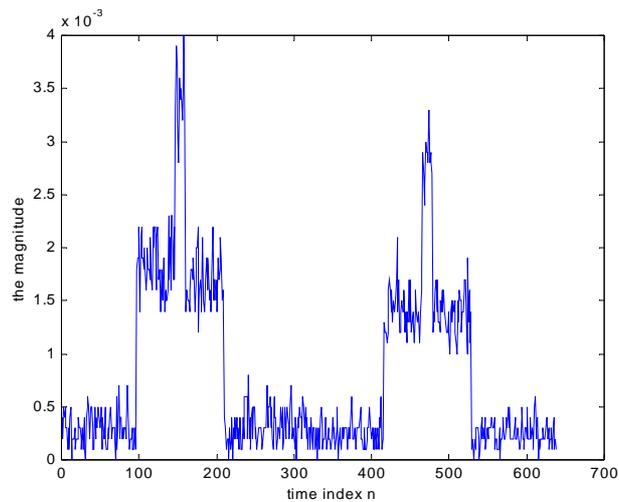


圖 2.18 雙重路徑通道中方法一之振幅示意圖

2.2.1.2.2 雙重滑動視窗功率偵測架構

接下來，我們介紹另一種符元同步及小數載波頻率偏移的偵測方法，我們稱為方法二。圖 2.19 即是方法二之方塊圖，在圖 2.19(a)中，前半段偵測符元同步的方法和與方法一相同，即是到做符元對符元的區段式平均器的動作為止，兩方法相同。方法二不同之處在於其是針對相位做處理，處理的過程如圖 2.19(b)所示。

同樣地，在理想通道下(即是無白高斯雜訊，無多重路徑衰減的通道)，平均器輸出值的相位在每個完整符元的 I' 區間內是相同的，如圖 2.14 所示。所以我們取出平均器輸出端的相位訊號，做前後取樣相減的相位差分動作，再取其絕對值，則在每個完整符元的 I' 區間內，其值將為零，其他部分的值則不為零。然後再將此訊號經過第二次符元對符元的區段式平均器則其訊號示意圖將如圖 2.20 (此時 $M=L_1*L_2=100$) 所示。在圖 2.20 中，每個完整符元的 I' 區間內其值為零，其他區間則不為零。即使有雜訊存在而使 I' 區間內的值不為零，但是相對於其他區間， I' 區間內的值仍然會是較小的，形成一個低漥區。所以我們只要找出最小值所對應的時間位置，則此位置應該會落在 I' 區間內，如此我們可以偵測出符元時間的估計值。圖 2.21 是在一個雙重路徑衰減通道例子中，方法二在第二個平均器輸出端的相位示意圖，其中 $L_1=3$, $L_2=66$ 。此通道參數及訊號參數和圖 2.18 的範例中所使用的參數相同，由圖 2.21 可知，在每個完整 OFDM 符元的範圍內會出現一個最低漥的區間，此區間即為非碼際干擾區間，只要找到此區間的任何一點，即可得到符元時間的估計值。至於小數載波頻率偏移量值的估計和方法一相同。

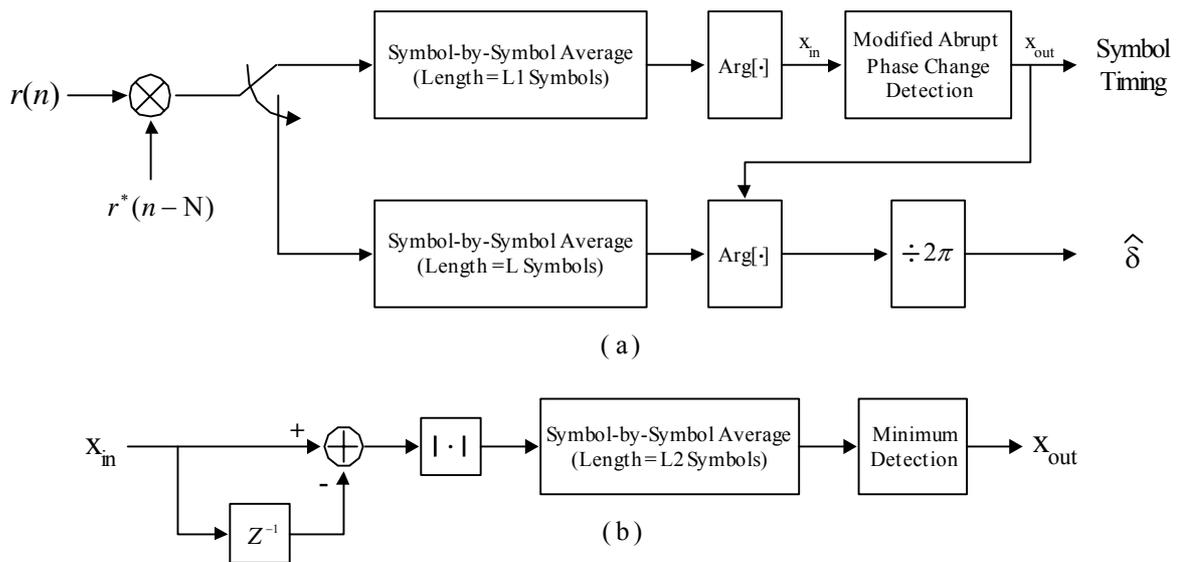


圖 2.19 符元同步及小數載波頻率偏移偵測方法二之方塊圖

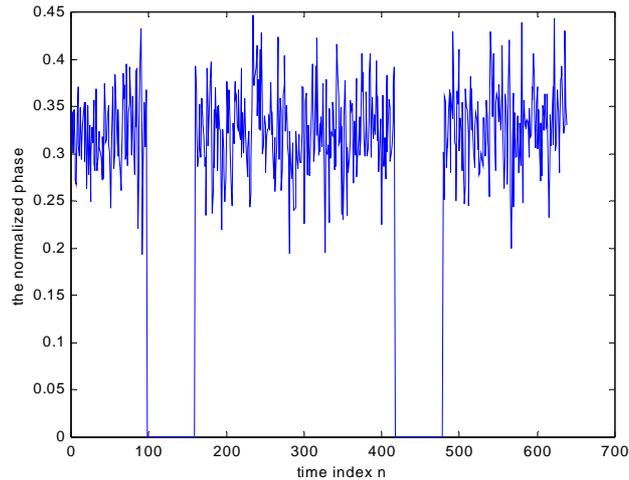


圖 2.20 理想通道中方法二之正規化相位示意圖

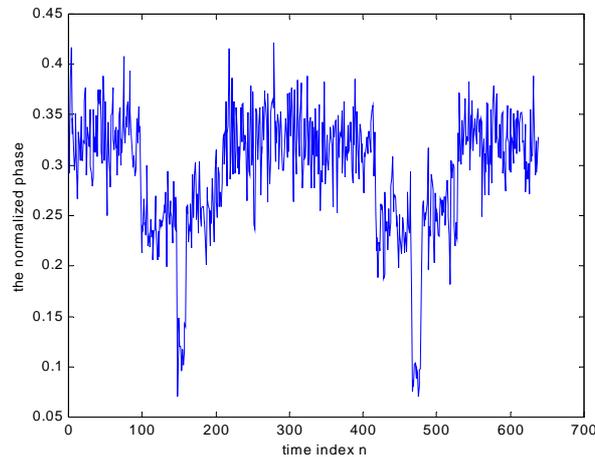


圖 2.21 雙重路徑通道中方法二之正規化相位示意圖

由上述可知，這兩個找符元時間的方法，都是利用護衛間隔循環前置的特性，加上使用符元對符元的區段式平均器，不同處在於方法一是取出振幅來觀察，而方法二則是觀察相位差分的結果。在方法二中，第一個符元對符元區段式平均器以 $L1$ 個符元為一區段，把 $L1$ 個符元平均成一個符元，此平均器適合用來降低雜訊的效應；第二個符元對符元區段式平均器則是以 $L2$ 個符元為一區段，把 $L2$ 個符元平均成一個符元，此平均器是用來降低通道衰減的效應。由於方法二有做差分的動作，所以在白高斯雜訊的通道下，此方法效能較差；但在多重路徑衰減通道下，此差分動作可以減緩通道的影響，所以此時方法二的效能較佳

2.2.1.3 整數頻率偏移偵測子架構之設計

在碼框同步及符元同步做完後，我們可以得知每個碼框訊號中符元的順序。而且每個取樣視窗所取到的符元資料都不受碼際干擾。在小數載波頻率偏移也被估計且補償後，整個訊號同步的程序只剩下整數載波頻率偏移的效應。既然我們知道每個碼框訊號中符元的順序，也可以取出正確的符元資料，那麼我們可以取出接收訊號中，每個碼框的第二個符元，即是相位參考符元的接收訊號。然後用經過幾個可能整數載波頻率偏移之已知相位參考符元去匹配此接收訊號，找出最大匹配值所對應的整數載波頻率偏移量值，則此量值即是整數載波頻率偏移的估計值，如圖 2.22 所示。至於圖 2.22 中，可能的整數載波頻率偏移量值 i 的範圍是由這個系統中心載波頻率的偏移率決定。舉例來說，傳輸模式三的中心頻率是 3GHz，若有 $\pm 10\text{ppm}$ 的偏移率，則頻率偏移量為 $\pm 30\text{KHz}$ ，即為 ± 3.75 個次載波間隔，所以 i 的範圍由 -4 到 +4 共 9 個可能值。

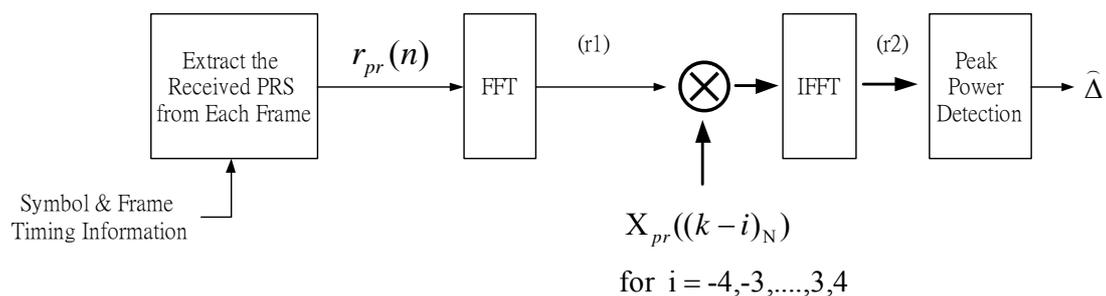
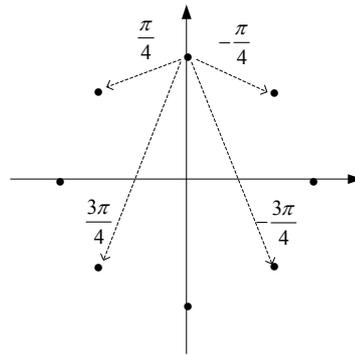


圖 2.22 整數載波頻率偏移偵測之方塊圖

2.2.2 DAB 系統資料偵測與決策器架構之設計

DAB 系統所採用之調變方式為 $\pi/4$ 位移差分四相位移鍵 ($\pi/4$.shift DQPSK)，其概念如圖 2.23 所示，因此其解調方式採取 DQPSK 對應之解調方式。

圖 2.23 $\pi/4$ -shift DQPSK signal space

在設計 DAB $\pi/4$.shift DQPSK 解調器之前，先要對其訊號調變有所了解，其發射端之訊號先經 QPSK mapping，將二個位元的訊號對應到一複數訊號，QPSK 訊號接下來再與相位參考符元產生之參考相位作差分調變(differential modulation)的工作，相位參考符元產生的規則如式(2.12)所示：

$$Z_{l,k} = \begin{cases} e^{j\phi_k}, & \text{for } -K/2 \leq k < 0 \text{ and } 0 < k \leq K/2. \\ 0, & \text{for } k = 0. \end{cases} \quad (2.12)$$

$$\phi_k = \frac{\pi}{2}(h_{i,k-k'} + n)$$

The index i, k', n are specified as functions of carrier index k for different modes, the value of h will be different.

第一個資料符元與參考相位符元作差分調變，之後每個符元的 QPSK 訊號則與前一個符元差分調變後的訊號作差分調變，其調變數學式如(2.13)所示，其中 Y 為 QPSK 訊號， Z 為差分調變後之訊號。

$$Z_{l,k} = Z_{l-1,k} \cdot Y_{l,k} \quad \text{for } l = 2, 3, 4, \dots, L \text{ and } -K/2 \leq k \leq K/2. \quad (2.13)$$

l is the symbol index and k is the carrier index.

在了解其調變方法後，接收端即可作 DQPSK 的解調工作，其架構如圖 2.24 所示：

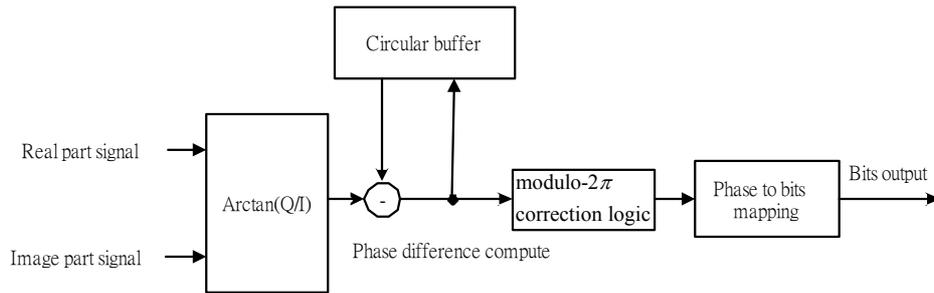


圖 2.24 Symbol-by-symbol differential detection block

由圖 2.24 可以得知，QPSK 之符元訊號先經過解調，取出其 In.phase 成份與 Quadrature 成份，計算出其相位，第一個資料符元取出之相位與相位參考符元作相減動作，其它資料符元之相位則與前一資料符元之相位作相減動作，由此過程即可取出其相位差，利用此相位差可以解出位元資料。因為相位可能會在正實數軸有包藏作用，因此須經過 -2π 相位調整，調整過之相位差即可進行相位對位元之對應，即可解出其位元資料，在此對應過程，為簡化運算複雜度，若將所接收到之相位差與座標進行比對，相位差最靠近哪一相位值，則視其為此一相位，並將對映之位元值輸出，此即為決策的方法。

2.2.3 DAB Viterbi 更正碼系統架構之設計

2.2.3.1 解打孔程序

由於 DAB 系統的通道編碼是採用打孔程序後的迴旋編碼技術，所以在接收端從通道接收到的輸出序列，亦需配合不同的打孔程序，在接收到的輸出序列中先做解打孔程序 (De.Puncture)，即在傳送端打掉位元的位置插入零位元，然後再送進下一節將介紹的 Viterbi 演算法解碼器。

2.2.3.2 Viterbi 演算法

DAB 系統的通道編碼採用 Viterbi 演算法解碼器 (Viterbi Decoder)。Viterbi 演算法解碼的運作原理是依照最大相似性解碼 (Maximum Likelihood Decoding)。即將式子(2.14)所表示的後置機率最大化。[6]

$$P(\bar{r} | \bar{v}) = \prod_{i=0}^{n-1} P(r_i | v_i) \quad (2.14)$$

其中 \bar{v} 代表傳送端所傳送的碼序列， \bar{r} 代表經過含有雜訊通道的接收序列。

最大相似性解碼器選擇一個碼序列 \bar{v} 使得式子(2.14)最大化，此時的解碼錯誤機率會是最小。將式子(2.14)兩邊同取對數，對於二元對稱通道 (BSC)，式子(2.14)可以改寫成式子(2.15)：

$$P(\bar{r} | \bar{v}) = \prod_{i=0}^{n-1} (1-p) \left(\frac{p}{1-p} \right)^{d_H(r_i, v_i)} \quad (2.15)$$

其中 r_i 與 v_i 的漢明距離 (Hamming distance) $d_H(r_i, v_i) = 1$ ，當 $r_i \neq v_i$ ，反之 $d_H(r_i, v_i) = 0$ ，當 $r_i = v_i$ 。

由式子(2.15)可以看出，最大相似性解碼與最小距離解碼 (Minimum Distance Decoding) 在二位元對稱通道情形下是相同的。即相當於選擇一個碼序列 \bar{v} 使得式子(2.16)最小化。

$$d_H(\bar{r}, \bar{v}) = \sum_{i=0}^{n-1} d_H(r_i, v_i) \quad (2.16)$$

Viterbi 演算法解碼是利用柵狀結構 (Trellis) 反覆的進行，以下將介紹解碼程序，來找出最接近接收序列 \bar{r} 的碼序列 \bar{v} 。首先演算法比較進入節點的兩個路徑，距離較短的路徑保留，另一條則放棄。以下說明 Viterbi 演算法解碼的運作原理：先假設母迴旋編碼器的強制長度 (Constraint Length) 為 $m+1$ ，表示一個訊息位元輸入編碼器後能影響輸出的移位數目，以及編碼率為 $1/n$ 。

$S_i^{(k)}$ 表示第 i 級的狀態 (State)， $k = 0, 1, \dots, 2^m - 1$ ，在柵狀結構中，每個狀態 $S_i^{(k)}$

均有一個對應的累積權重 (State Metric or Metric) $M(S_i^{(k)})$ ，及對應的路徑 (Path)

$\bar{v}^{(k)}$ 。每個分支均有對應的碼 $\bar{v}[i] = (v_0[i], v_1[i], \dots, v_{n-1}[i])$ 。

$\bar{r}[i] = (r_0[i], r_1[i], \dots, r_{n-1}[i])$ 表示經過含雜訊通道的輸出。

在剛開始進行 Viterbi 演算法解碼前 ($i=0$)，需要先初始權重及路徑設定：

$$M(S_0^{(k)}) = 0, \quad \bar{v}_0^{(k)} = (.) \quad (\text{empty})$$

接著每一級均進行以下相同的解碼程序：

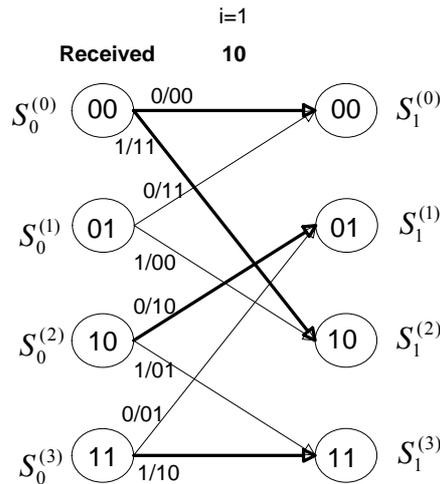


圖 2.25 柵狀結構圖 (code rate 1/2 , 4.state)

(1) 計算每個分支的權重 (Branch Metric) :

$$BM_i^{(b)} = d_H(\bar{r}[i], \bar{v}[i])$$

$$\text{其中 } b \equiv \sum_{l=0}^{n-1} v_l[i] 2^{n-1-l}$$

(2) 對於每一個狀態 $S_i^{(k)}$, $k = 0, 1, \dots, 2^m - 1$, 將兩個會進入此狀態的分支在步驟(1)

計算出的權重 $BM_i^{(b_1)}, BM_i^{(b_2)}$, 加上進入的分支之前狀態的累積權重

$M(S_{i-1}^{(k_1)}), M(S_{i-1}^{(k_2)})$ 後 , 比較並且選擇較小相加後的權重的分支 , 於是產生新的累積權重 :

$$M(S_i^{(k)}) = \min\{M(S_{i-1}^{(k_1)}) + BM_i^{(b_1)}, M(S_{i-1}^{(k_2)}) + BM_i^{(b_2)}\}$$

(3) 對於每一個狀態 $S_i^{(k)}$, $k = 0, 1, \dots, 2^m - 1$, 將步驟(2)勝出的分支 , 在前一級停留的

狀態的殘存路徑 (Survivor Paths) , 加入勝出分支的碼 $\bar{v}_{k_j}, j \in \{1, 2\}$, 更新並

儲存新的殘存路徑 $\bar{y}^{(k)}$ 以及其距離 :

$$\bar{y}_i^{(k)} = (\bar{y}_{i-1}^{(k_j)}, \bar{v}_{k_j})$$

(4) 當 i 大於解碼深度 L 時 , $\bar{y}_{i-L}^{(k')}$ 即為解碼器的輸出碼序列 , 其中 k' 指狀態 $S^{(k')}$ 有

最小的累積權重。

設定 $i = i + 1$ 且返回步驟 (1) 繼續進行解碼的動作。

以上的解碼步驟如圖 2.26 所示：

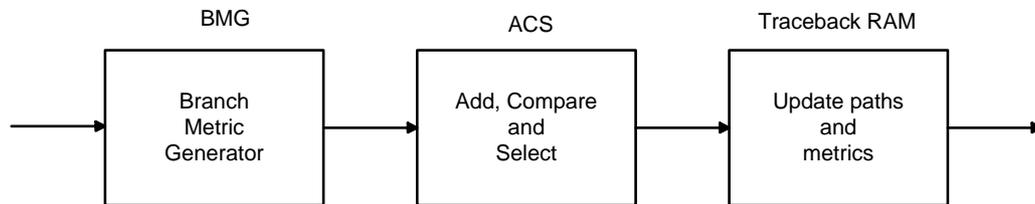


圖 2.26 Viterbi 演算法解碼方塊圖

由於 DAB 系統接收端將會不斷地接收序列，Viterbi 演算法所需要的記憶空間就相當大，故我們的作法是截斷解碼器所需的記憶體空間，僅給一長度為 L 的解碼視窗(Decoding Window)，演算法利用有限長度的記憶空間做解調，如此觀察時序已經不再是最大相似性解碼的決定結果，但是當長度 L 夠長時，仍能得到滿意的解碼效果。在此我們選擇長度 $L=40$ 。

3 DVB-T 系統原理與系統架構

歐規的數位影像廣播之地面廣播系統(DVB-T)採用正交分頻多工傳輸技術來傳送訊號。由於正交分頻多工傳輸技術的特性，特別是抵抗碼際干擾，全世界許多國家在數位影像廣播之地面廣播系統的規格上都採用了此歐規的系統，包括台灣在內。我們將在這章節中對此系統做簡單的敘述：首先，我們將概略的介紹這個系統的系統方塊圖，包括此系統的傳輸訊號，碼框結構，各種傳輸模式的參數表及各種參考訊號的說明；然後，將介紹 DVB-T 在傳送端的詳細架構，最後，則是針對 DVB-T 系統我們所設計的完整接收端架構。

3.1 DVB-T 系統簡介

圖 3.1 是數位影像廣播之地面廣播系統方塊圖[7]。原始影像、聲音及一般資料在經過編碼壓縮及傳輸層多工(Source Coding and Transport Multiplexing)產生一個個長 188 個位元組的封包(Packet)，其中每個封包含有 1 個同步位元組(Sync-Word Byte= 47_{HEX})和 187 個資料位元組(Data Bytes)。每八個封包為一組，其中資料位元組的部份被乘上一個假隨機二進位序列(Pseudo Random Binary Sequence)，此假隨機序列的暫存器初始值亦每八個封包重設一次。每八個封包的第一個封包其同步位元組由 47_{HEX} 轉換成 $B8_{\text{HEX}}$ 。這些動作稱作傳輸多工調整暨能量分散(MUX Adaptation, Energy Dispersal)，其目的是用來避免一連串不想要的 0 或 1 訊號的產生。

當想傳送的資料有優先順序時，此系統可以使用階層式傳輸(Hierarchical Transmission)。首先利用分離器(Splitter)將傳輸資料流(Transport Stream)分為高優先權(High Priority)資料及低優先權(Low Priority)資料；在解調時先判斷訊號座落在訊號空間上的象限即可先解調出高優先權資料，再經由判斷訊號在某一象限中所對應的位置來解調出低優先權資料。這兩筆資料各自有不同的通道編碼及調變方式。圖 3.2 是階層式 64 點二維振幅調變訊號 $\alpha=1$ 和 $\alpha=4$ 的星象圖。由此圖可知當 α 值愈大，這四個象限內的訊號點離原點愈遠，愈不容易將訊號點所在的象限判斷錯誤，所以高優先權資料愈不會有錯誤。

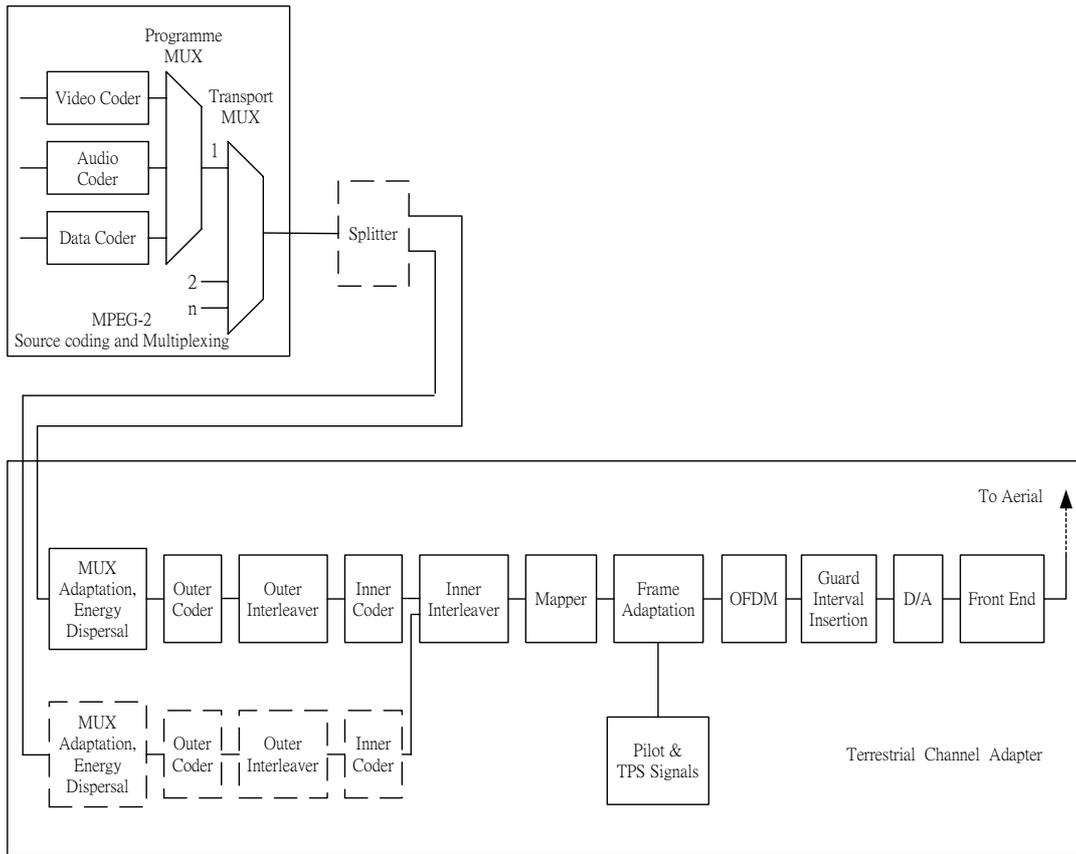
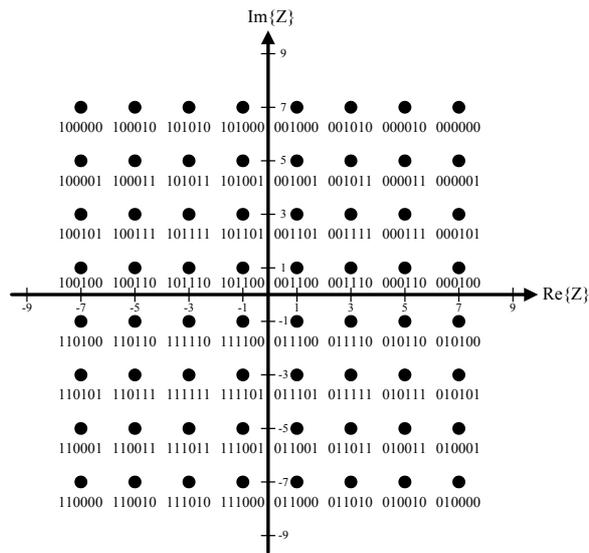
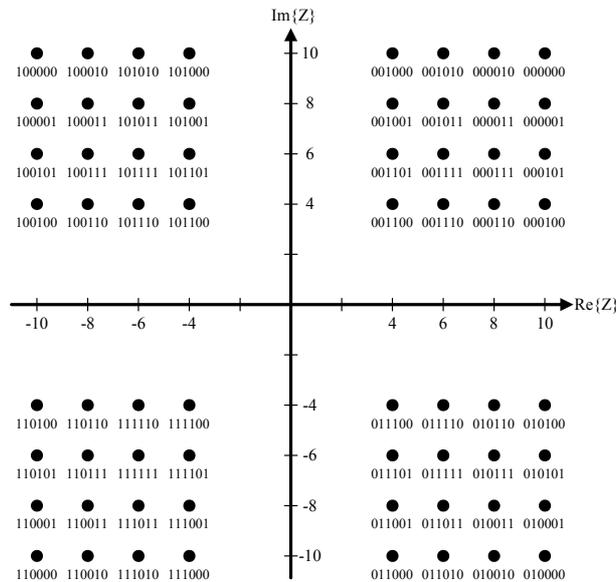


圖 3.1 數位影像廣播之地面廣播系統方塊圖

這個系統共有兩層通道編碼器及交錯器。外層通道編碼是使用里德-所羅門短碼(Reed-Solomon Shorten Code, RS(204,188,t=8))，使每個封包由 188 個位元組變為 204 個位元組，並且可以校正最長為 8 個位元組的連續錯誤；外層交錯器是一個以位元組為單位的迴旋交錯器(Convolutional Interleaver)，這個交錯器有 12 個分支，每個分支是一個延遲長度以 17 個位元組為單位成線性比例增加的先輸入先輸出(First In First Out, FIFO)移動暫存器(Shift Register)，而且這種交錯器整體的時間延遲量(深度)是 1122 個位元組(即是 5.5 個封包長)為一般區塊交錯器(Block Interleaver)延遲量的一半。內層通道碼是編碼率為 1/2 的迴旋碼，藉由打孔法可以將編碼率提高至 2/3、3/4、5/6 或 7/8。內層交錯器是由一個深度為 126 位元的位元式區塊交錯器以及一個深度為一個正交分頻多工符元所擁有的資料次載波數目的區塊交錯器。以 64 點的二維振幅調變訊號為例，其位元訊號分成六個分支，每個分支經過一種深度為 126 位元的位元式區塊交錯器(共六種)，然後這六個分支上的位元訊號合併對映成一個個 64 點二維振幅調變的複數資料訊號，這些複數資料訊號再經過一個以複數資料為單位的區塊交錯器(其深度以 2K 模式而言是 1512，以 8K 模式而言是 6048)。交錯器的功能是用來降低傳輸通道以及加成性白高斯雜訊對訊號造成的錯誤率，特別是當訊號干擾是隨機產生時它的效果最好。



(a) $\alpha = 1$



(b) $\alpha = 4$

圖 3.2 階層式 64 點二維振幅調變訊號 $\alpha=1$ 和 $\alpha=4$ 之星象圖

經過內層交錯器的資料根據不同的調變方式將資料對映成複數資料，可使用的調變方式共有四相位移鍵調變、16 點二維振幅調變、64 點二維振幅調變(64-QAM)、不均勻的 16 點二維振幅調變(Non-uniform 16-QAM)以及不均勻的 64 點二維振幅調變(Non-uniform 64-QAM)。所謂的”不均勻”是指階層式調變技術中 α 值不為 1 的情形，如圖 3.2(b)所示。

除了一些載有資料的次載波之外還有一些特定的次載波上載著已知的參考訊號(Reference Signal)。參考訊號共分為三種:連續領航(Continual Pilots)次載波訊號、傳輸參數訊號(Transmission Parameter Signaling, TPS)以及散射領航(Scattered

Pilots) 次載波訊號。這個系統提供兩種傳輸模式：2K 模式以及 8K 模式。根據不同的模式使用不同長度(2048/8192)的反快速傅立葉轉換以得到正交分頻多工的有效符元，然後在每個有效符元之前會加上一段護衛間隔，形成一個完整的符元。接著這個數位訊號經過數位/類比轉換器(Digital-to-Analog Converter, DAC)轉成類比訊號，然後通過前級 (Front End)，最後將傳輸訊號傳送出去。整個系統屬於哪一種傳輸模式、護衛間隔的比例、是否使用階層式調變技術、內層通道編碼的編碼率以及所使用的調變方法等等的傳輸參數都紀錄在傳輸參數訊號所攜帶的 TPS 位元區塊當中。這三種參考訊號的放置的方式、量值以及其用途將會在下面小節說明。

3.1.1 傳輸端傳輸訊號與碼框結構

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

$$S(t) = \text{Re} \left\{ e^{j2\pi f_c t} \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{l=0}^{67} \sum_{k=K_{\min}}^{K_{\max}} C_{m,l,k} \times \psi_{m,l,k}(t) \right\} \quad (3.1)$$

$$\psi_{m,l,k}(t) = \begin{cases} e^{j2\pi \frac{k'}{T_U} (t - \Delta - lT_{\text{total}} - 68 \times m \times T_{\text{total}})} & (l + 68 \times m) \times T_{\text{total}} \leq t \leq (l + 68 \times m + 1) \times T_{\text{total}} \\ 0 & \text{else} \end{cases} \quad (3.2)$$

每個符元由 $[K_{\min}, K_{\max}]$ 之間次載波上所載的複數資料 $C_{m,l,k}$ 經由反快速傅立葉轉換後得到。 T_U 是有效符元的長度； T_{total} 是完整符元長度包含一個有效符元及護衛間隔， $k' = k - \frac{K_{\max} + K_{\min}}{2}$ 。

兩種傳輸模式相關的參數如表 1.1 所示，每一種傳輸模式都可根據需要選擇適當的護衛間隔長度(為有效符元長度的 1/4、1/8、1/16 或 1/32)。

表 3.1 8K 及 2K 兩種傳輸模式在 8MHz 通道的相關參數表

Parameter	8K mode	2K mode
Number of carriers K	6817	1705
Vaule of carrier number K_{\min}	0	0
Vaule of carrier number K_{\max}	6816	1704
Duration T_U	896 μsec	224 μsec
Carrier spacing $1/T_U$	1116 Hz	4464 Hz
Spacing between carriers K_{\min} and K_{\max} $(K-1)/T_U$	7.61 MHz	7.61 MHz

3.1.2 參考訊號

DVB-T 在許多已知的次載波位置放參考訊號，藉用這些參考訊號，可以修正整數頻率偏移量、估計傳輸經過之通道，甚至傳輸相關參數（如調變方式、編碼率...等）都放在參考訊號中。DVB-T 共有三種參考訊號：散射領航訊號（Scattered Pilots）、連續領航訊號（Continual Pilots）及傳輸參數訊號（Transmission Parameter Signaling, TPS），將一一介紹。

3.1.2.1 散射領航訊號（Scattered Pilots）

散射領航訊號可用來估計通道響應，一個碼框中第 l 個符元的散射領航訊號位置可由下列式子得到：

$$k = K_{\min} + 3 \times (l \bmod 4) + 12 \times p \quad | \quad p \text{ integer}, p \geq 0, k \in [K_{\min}, K_{\max}] \quad (3.3)$$

就 2K 模式而言 $K_{\max} = 1704$ ，8k 模式的 $K_{\max} = 6816$ ，兩個模式的 K_{\min} 皆為 0。在一個符元中散射領航訊號每隔 12 個次載波間隔出現一次，利用內插（Interpolation）可以得到傳輸通道頻率響應估計。

3.1.2.2 連續領航訊號（Continual Pilots）

每個符元的一些固定次載波位置放置了連續領航訊號。藉由比對每個符元之間連續領航訊號可以找出整數載波頻率偏移量。

散射領航訊號和連續領航訊號所載的都是由一組產生多項式為 $X^{11} + X^2 + 1$ 的假隨機二進位數列 w_k 構成。散射領航訊號和連續領航訊號在次載波位置 k 所載的資料為：

$$\text{Re}\{C_{m,l,k}\} = 4/3 \times (1 - 2w_k), \quad \text{Im}\{C_{m,l,k}\} = 0 \quad (3.4)$$

所以一個符元的連續領航訊號和散射領航訊號的值只和其所在次載波位置有關。

3.1.2.3 傳輸相關參數 (Transmission Parameter Signaling, TPS)

傳輸參數訊號同樣地被載在一些固定的次載波位置上，藉由和前一個正交分頻多工符元比對可以得到一個傳輸參數訊號的資訊位元(TPS bit) S_l ，比對方式如下，第 m 個碼框第 l 個符元的第 k 個次載波位置上的 TPS 值為：

$$C_{m,l,k} = (-1)^{S_l} \times C_{m,l-1,k}, \quad l = 1, 2, 3, \dots, 67 \quad (3.5)$$

而每個碼框的第一個符元的傳輸參數訊號則由上述 w_k 經由下列方式產生：

$$\text{Re}\{C_{m,0,k}\} = 1 - 2w_k, \quad \text{Im}\{C_{m,0,k}\} = 0 \quad (3.6)$$

因此每一個碼框上的 68 個符元可傳遞一組 68 個位元的傳輸參數訊號資訊位元區塊。傳輸方式、同步位元的資訊就可藉此區塊傳遞，每個傳輸參數訊號資訊位元所代表的意義如表 3.2 所示。因此在每個接收符元完成頻率同步後，藉由匹配同步位元組 (Synchronization Word, S_1 - S_{16}) 可以估計符元在一個碼框的開頭。

表 3.2 傳輸參數訊號

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
$s_{40} - s_{53}$	Reserved for future use
$s_{54} - s_{67}$	Error protection

3.1.3 傳輸端迴旋編碼之結構

DVB-T 系統的內層通道編碼技術，使用打孔式迴旋編碼技術。圖 3.3 為內層

編碼器的母迴旋編碼器，其編碼率為 1/2，接著依照不同的打孔方式而得到更高的內層編碼率。如果使用階層式調變方式 (Hierarchical Transmission Mode)，則兩個傳輸途徑會有不同的編碼率 (1/2、2/3、3/4、5/6 或 7/8)。

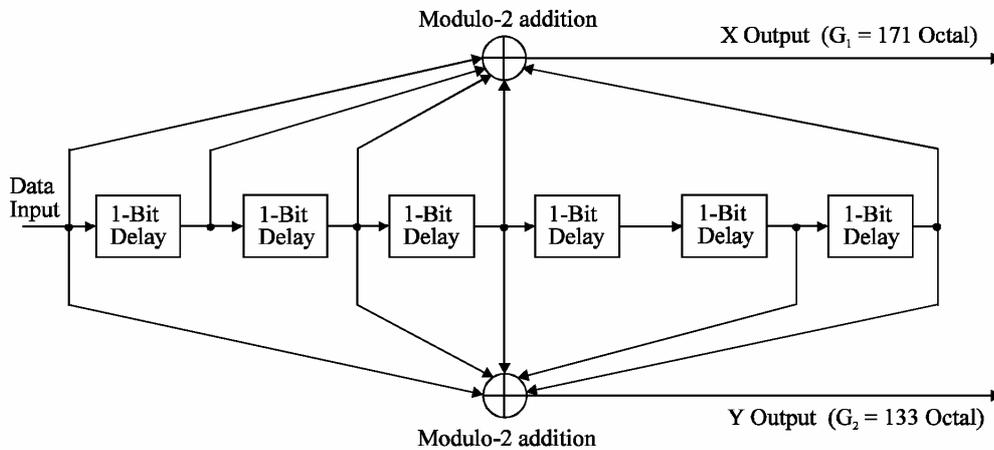


圖 3.3 DVB-T 之母迴旋編碼器

DVB-T 系統內層通道編碼的打孔方式一共可分為以下五種。不同的打孔方式得到不同的編碼率(1/2、2/3、3/4、5/6 或 7/8)，打孔方式和內層編碼率的對應關係如表六所示。其中的 X 及 Y 表示母迴旋編碼器的兩個輸出，打孔的機制可以由表 3.3 看出。

其中“0”表示不傳送 ;“1”表示傳送。

打孔後輸出的優先順序為由左至右。

表 3.3 打孔方式 (Puncturing Pattern) 與編碼率之關係表

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

3.1.4 傳輸端 Reed-Solomon 編碼之結構

構

DVB-T 系統的外層編碼器 (Outer Coder) 是使用 Reed-Solomon Shorten Code, RS(204,188,t=8), 使每個封包由 188 個位元組變成為 204 個位元組, 並且可以更正最長為 8 個位元組的連續錯誤。

此 RS Code, RS(204,188,t=8)由正規的 RS(255,239,t=8)導出來。首先在原本的資料位元組之前加入 51 個 "zero" 位元組, 這 51 個位元組都設為零, 所以總共有 51+188=239 個資料位元組, 再把這 239 個位元組經過正規的 RS(255,239,t=8) 編碼器, 等到資料流經過編碼程序後, 會產生 255 個位元組, 再把前面 51 個 "Null" 位元組去掉, 所以剩下 204 個位元組 (255-51=204), 就成為 DVB-T 外層編碼器要求的 RS Code, RS(204,188,t=8)。RS Code, RS(204,188,t=8)其所用參數如下列式子所示:

$$\begin{aligned} \text{Code Generator Polynomial: } g(x) &= (x + \lambda^0)(x + \lambda^1) \cdots (x + \lambda^{15}), \text{ where } \lambda = 02_{\text{HEX}} \\ \text{Field Generator Polynomial: } p(x) &= x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + x^1 \end{aligned} \quad (3.7)$$

一個壓縮影像格式的封包包含了 1 個位元組的同步訊號, 其位元組為 ($47_{\text{HEX}} = 01000111_2$) 以及 187 個位元組的壓縮影像資料 (Data Bytes), 如圖 3.4 所示。

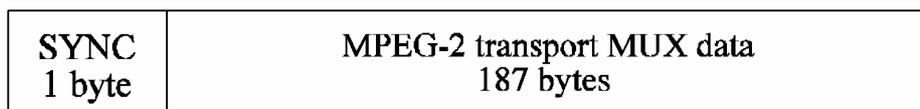


圖 3.4 MPEG-2 多工多路封包 (MUX packet)

在 DVB-T 系統中, 原始影像、聲音及一般資料在經過編碼壓縮及傳輸層多工 (Source Coding and Transport Multiplexing) 產生 188 個位元組的封包, 每 8 個一組, 其中資料位元組 (Data Bytes) 的部份被乘上一個假隨機二進位序列 (Pseudo Random Binary Sequence), 此假隨機序列的暫存器初始值亦每 8 個封包重設一次。每 8 個封包的第一個封包其同步位元組由 47_{HEX} 轉換成 $B8_{\text{HEX}}$, 此時的 Enable=1。而其他的 7 個封包時, 其 Enable=0, 所以只有非隨機的資料輸出。這些動作稱作傳輸多工調整暨能量分散 (MUX adaptation, Energy Dispersal), 其目的是用來避免一連串不想要的 0 或 1 訊號的產生。如圖 3.5 所示。

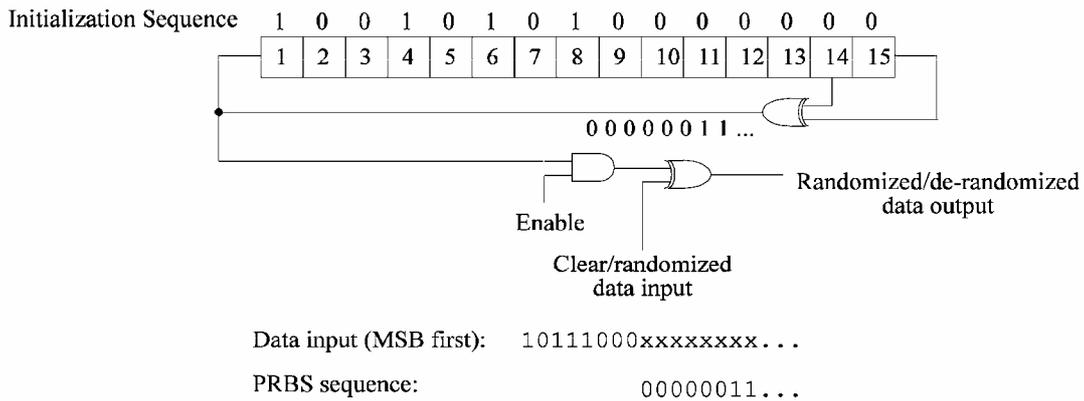


圖 3.5 Scrambler/descrambler 方塊圖

在 DVB-T 系統中的 MPEG-2 封包中，以 8 個傳輸封包為一組，每 8 個傳輸封包中的第一個傳輸封包的同步位元組 (SYNC byte) 將位元反向 (complemented)，從原本的 $47_{\text{HEX}} = 01000111_2$ 變成 $B8_{\text{HEX}} = 10111000_2$ ，且一個 PRBS 的週期為 1503 ($188 \times 8 - 1 = 1503$) 個位元組，如圖 3.6 所示。

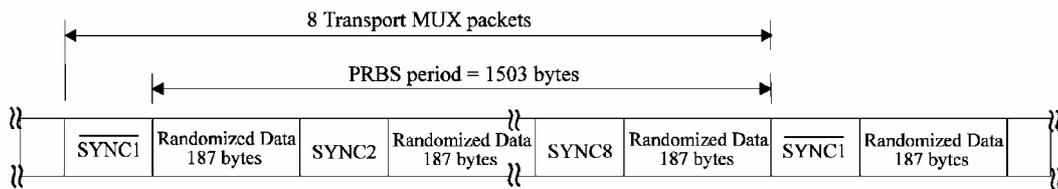


圖 3.6 隨機運輸封包 (Randomized transport packets)：同步位元組 (Sync bytes) 及隨機資料位元組 (Randomized Data bytes)

在 RS Code 錯誤保護封包中末端加上 16 個保護位元組 (Parity bytes)，而變成 $188 + 16 = 204$ 個位元組，如圖 3.7 所示。

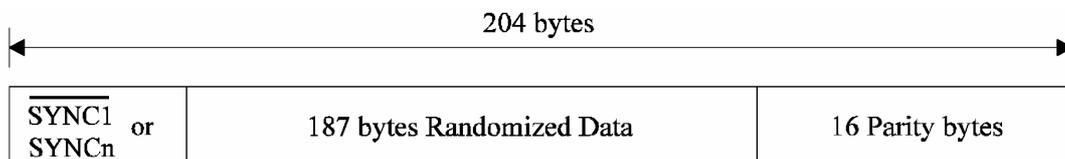
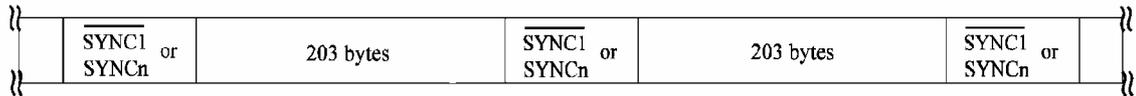


圖 3.7 RS Code RS(204,188,t=8)錯誤保護封包

在經過外層交錯器後其傳輸封包的結構如圖 3.8 所示，共有 204 個位元組，包含一個同步位元組。



$\overline{\text{SYNC1}}$: Non randomized complemented sync byte
 $\overline{\text{SYNCn}}$: Non randomized sync byte, $n = 2, 3, \dots, 8$

圖 3.8 外層編碼之交錯分佈後的資料結構分佈， $I=12$ bytes

3.1.5 傳輸端 interleaver 之結構

3.1.5.1 外層交錯器

外層交錯器是一個以位元組為單位的迴旋交錯器 (Convolutional Interleaver)，這個交錯器有 $I=12$ 個分支結構連接於輸入的資料流，每個分支是一個延遲長度以 $M=17$ 個位元組為單位成線性比例增加的先輸入先輸出 (First-In,First-Out, FIFO) 平移暫存器 (Shift Register)，且深度為 $17 \times j$ 個位元組時間 (j 為交錯器結構的分支編號， $j = 0, 1, 2, \dots, 11$)，所有暫存器的深度總和即為延遲的時間長度 ($17 \times 11 \times 12 / 2 = 1122$ 個位元組)。交錯器和反交錯器的結構剛好相反，可以在反交錯器端還原正確的接收資料流 (每個分支的總延遲時間相同)。為了達到訊號同步的需求，同步位元組一定在編號為 "0" 的分支傳送。如圖 3.9 所示。

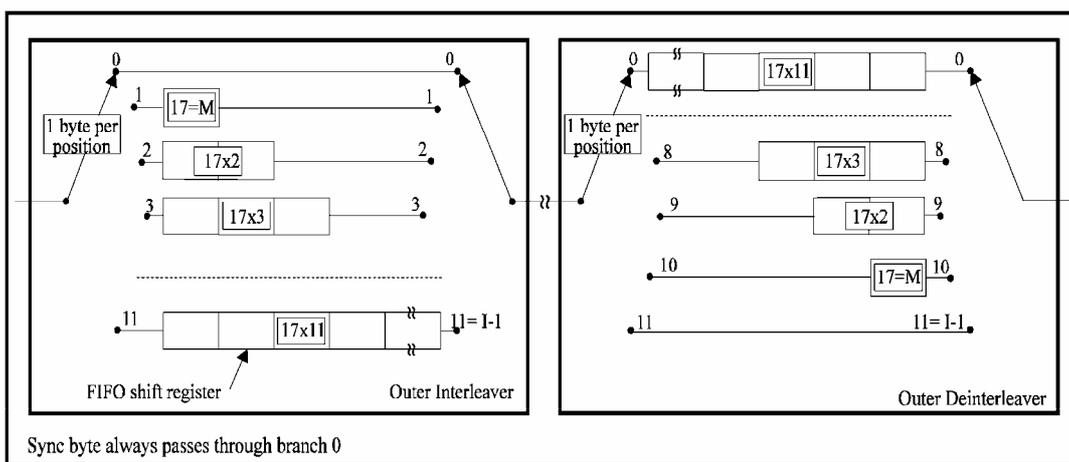


圖 3.9 外層交錯器和反交錯器結構圖

在交錯器的結構中，原本在資料流中兩相鄰的位元組經過交錯器後會相隔

$17 \times 12 + 1 = 205$ 個位元組。也就是說一個 RS Code, RS(204,188,t=8)錯誤保護封包中的每一個位元組經過交錯器後只會分散到隔壁位置的錯誤保護封包而已。如圖 3.10 所示。

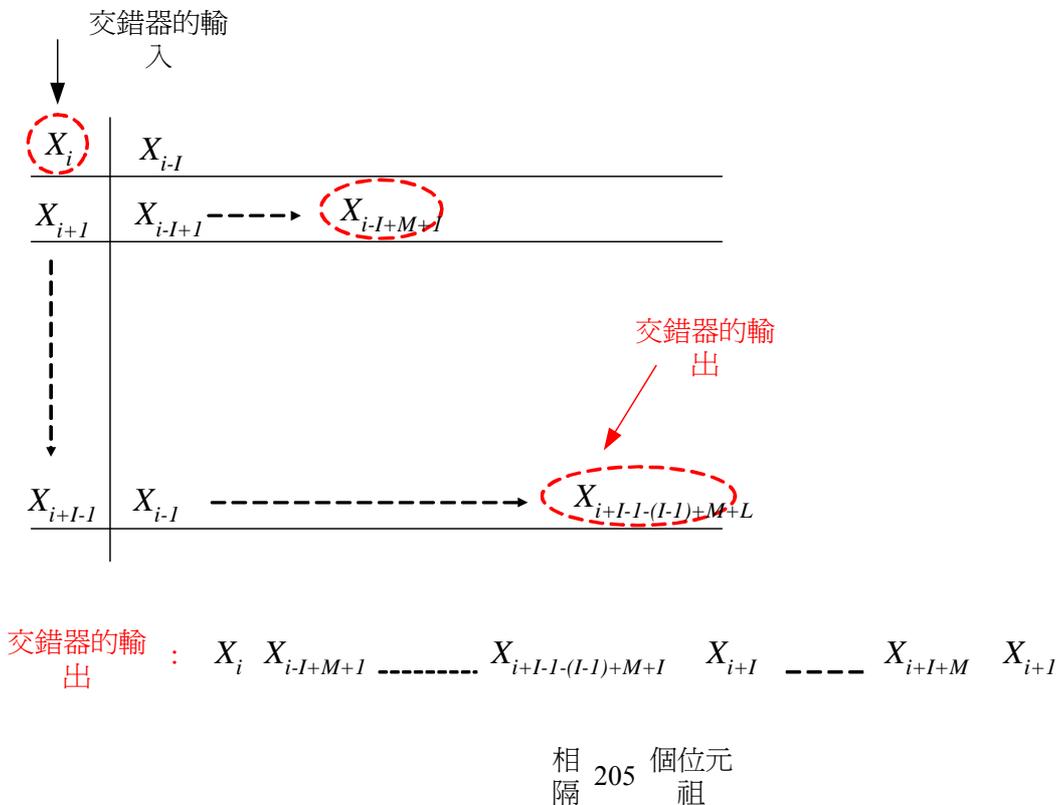


圖 3.10 外層交錯器和反交錯器結構圖

3.1.5.2 內層交錯器

內層交錯(Inner Interleaving)是由位元式交錯(Bit-Wise Interleaving)及符元交錯(Symbol Interleaving)兩部分所組成。

➤ **位元式交錯器**

在非階層模式下(Non-Hierarchical Mode)，單一串資料流被解多工成 v 串子資料流。其中 $v=2$ 為 QPSK 調變方式、 $v=4$ 為 16-QAM、 $v=6$ 為 64-QAM，如圖 3.11 所示。

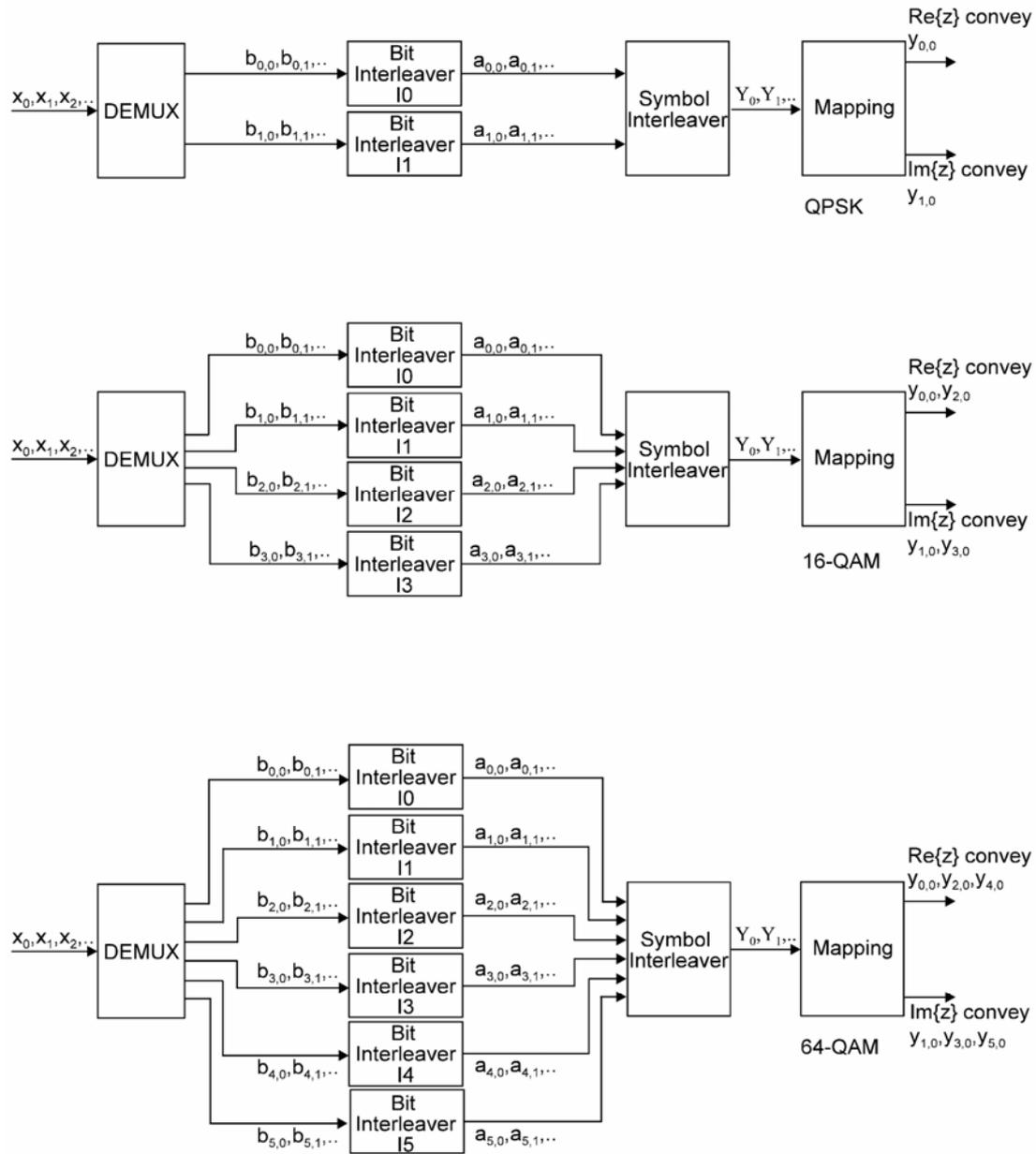


圖 3.11 針對非階層模式下，輸入位元映射到輸出調變符元

在階層模式下(Hierarchical Mode)，高優先權(High Priority)資料流解多工成兩個子資料流，低優先權(Low Priority)資料流則解多工為v-2個子資料流。如圖 3.12 所示。

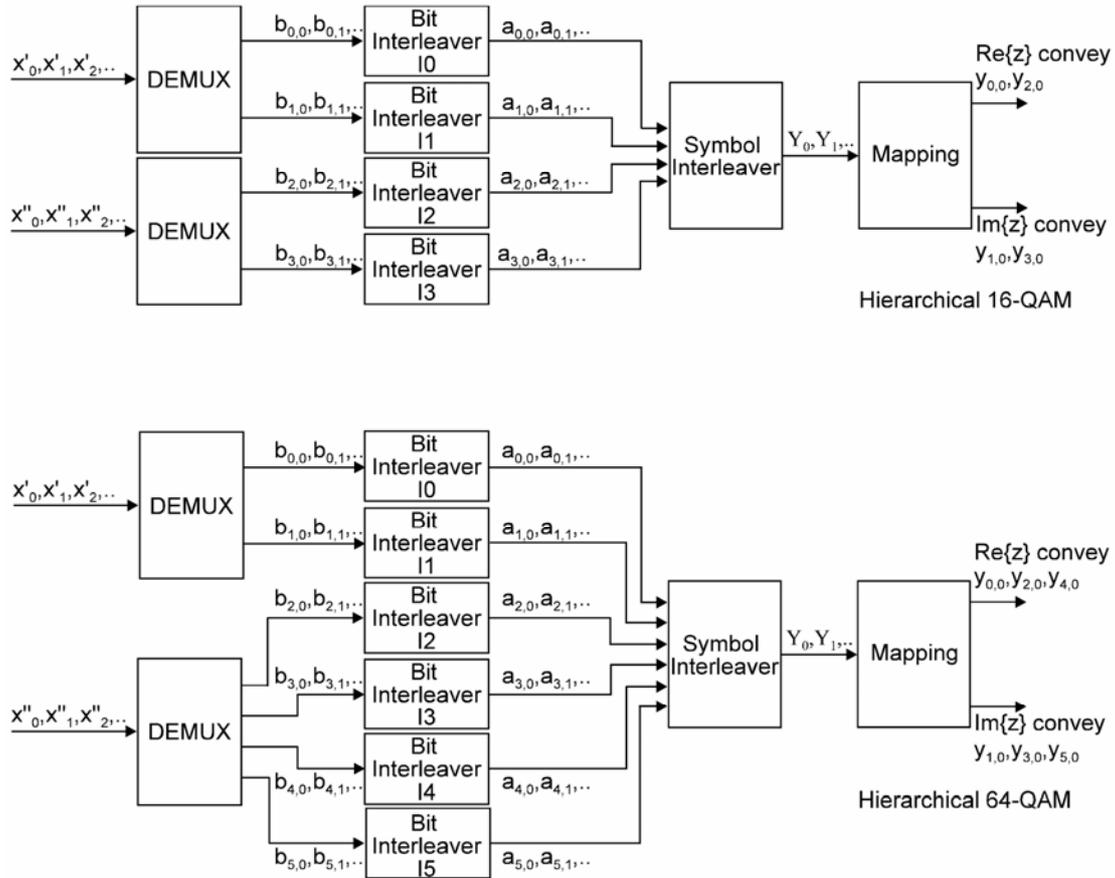


圖 3.12 針對階層模式下，輸入位元映射到輸出調變符元

解多工的方法如下定義輸入 x_{di} 及輸出 $b_{e,do}$ 的關係式。

非階層模式下：

$$x_{di} = b_{[di(\text{mod})v]/(v/2)+2[di(\text{mod})(v/2)], di/v} \quad (3.8)$$

階層模式下：

$$x'_{di} = b_{di(\text{mod})2, di/2} \quad (3.9)$$

$$x''_{di} = b_{[di(\text{mod})(v-2)]/((v-2)/2)+2[di(\text{mod})((v-2)/2)]+2, di/(v-2)} \quad (3.10)$$

(3.8)，(3.9) 及 (3.10) 是中的參數定義如下，

- x_{di} 是非階層模式下，解多工器的輸入；
- x'_{di} 是階層模式下，解多工器的高優先權輸入；
- x''_{di} 是階層模式下，解多工器的低優先權輸入；
- di 是輸入的位元編號；

$b_{e,do}$ 是解多工器的輸出；

e 是解多工器輸出的位元資料流編號($0 \leq e < v$)；

do 是解多工器輸出之某資料流的位元編號；

mod 是整數模(Modulo)的運算；

div 是整數除法。

每個從解多工器輸出的子資料流都送入位元交錯器處理，所以根據 v 的大小最多可以有6個位元交錯器，編號為I0到I5。I0和I1是QPSK調變方式所使用，I0到I3為16-QAM，I0到I5為64-QAM。

每一個位元交錯器的區塊大小(Block Size)都是126位元，所以在2k模式一個OFDM符元要重複12次的區塊交錯處理，在8k模式要48次。對每一個位元交錯器，輸入位元向量定義為

$$B(e) = [b_{e,0}, b_{e,1}, b_{e,2}, \dots, b_{e,125}] \quad (3.11)$$

其中 e 的範圍從0到 $v-1$ 。

交錯輸出向量 $A(e) = [a_{e,0}, a_{e,1}, a_{e,2}, \dots, a_{e,125}]$ ，每個元素定義如下

$$a_{e,w} = b_{e,H_e(w)} \quad w = 0, 1, 2, \dots, 125 \quad (3.12)$$

$H_e(w)$ 是各個交錯器的排列函數(Permutation Function)。定義如下

$$\begin{aligned} \text{I0: } & H_0(w) = w \\ \text{I1: } & H_1(w) = (w + 63) \text{ mod } 126 \\ \text{I2: } & H_2(w) = (w + 105) \text{ mod } 126 \\ \text{I3: } & H_3(w) = (w + 42) \text{ mod } 126 \\ \text{I4: } & H_4(w) = (w + 21) \text{ mod } 126 \\ \text{I5: } & H_5(w) = (w + 84) \text{ mod } 126 \end{aligned} \quad (3.13)$$

v 位元交錯器的輸出組成一個數位資料符元。因此從位元式交錯器(Bit-Wise Interleaver)輸出的符元 y' (由 v bits組成)其最高有效位是I0的輸出，即

$$y'_w = (a_{0,w}, a_{1,w}, \dots, a_{v-1,w}) \quad (3.14)$$

➤ 符元交錯器

符元交錯器(Symbol Interleaving)之目的是製訂單位為 v 位元的字元(word)到OFDM符元的1512個(2K模式)或6048個(8K模式)動態載波上。因此在2K模式中，來自位元交錯器12群126個資料字元是依序的讀入向量 $Y' = (y'_0, y'_1, y'_2, \dots, y'_{1511})$ 。同樣的8k模式中，向量 $Y' = (y'_0, y'_1, y'_2, \dots, y'_{6047})$ 是從48群126個資料字元所組成。交錯向量 $Y = (y_0, y_1, y_2, \dots, y_{N_{\text{max}}-1})$ 如下定義

$$\text{偶數符元 } y_{H(q)} = y'_q, \quad (3.15)$$

$$\text{奇數符元 } y_q = y'_{H(q)}, \text{ 當 } q=0, \dots, N_{\max} - 1 \quad (3.16)$$

其中2K和8K模式 N_{\max} 的值分別為1512及6048。 $H(q)$ 是排列函數，定義一 $(N_r - 1)$ 個位元的字元 R'_i ， N_r 等於 $\log_2 M_{\max}$ ，在2K模式 $M_{\max} = 2048$ ，8K模式 $M_{\max} = 8192$ ， R'_i 的值如下

$$\begin{aligned} i=0,1: & \quad R'_i[N_r-2, N_r-3, \dots, 1, 0] = 0, 0, \dots, 0, 0 \\ i=2: & \quad R'_i[N_r-2, N_r-3, \dots, 1, 0] = 0, 0, \dots, 0, 1 \\ 2 < i < M_{\max}: & \quad \{ R'_i[N_r-3, N_r-4, \dots, 1, 0] = R'_i[N_r-2, N_r-3, \dots, 2, 1]; \\ & \quad \text{2K mode: } R'_i[9] = R'_{i-1}[0] \oplus R'_{i-1}[3] \\ & \quad \text{8K mode: } R'_i[11] = R'_{i-1}[0] \oplus R'_{i-1}[1] \oplus R'_{i-1}[4] \oplus R'_{i-1}[6] \} \end{aligned} \quad (3.17)$$

向量 R_i 是從向量 R'_i 的位元排列推導而來如表3.4和表3.5。

表3.4 2K模式下的位元排列

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3.5 8K模式下的位元排列

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

排列函數 $H(q)$ 由以下演算法實現

$$\begin{aligned} & q=0; \\ & \text{for } (i=0; i < M_{\max}; i=i+1) \\ & \quad \{ H(q) = (i \bmod 2) \cdot 2^{N_r-1} + \sum_{j=0}^{N_r-2} R_i(j) \cdot 2^j; \\ & \quad \text{if } (H(q) < N_{\max}) \text{ } q=q+1; \} \end{aligned} \quad (3.18)$$

3.2 DVB-T 接收端系統架構之設計

3.2.1 DVB-T 系統同步架構之設計

圖 3.13 是數位影像廣播地面廣播系統之訊號同步子系統方塊圖。在圖 3.13 中，類比前端訊號經過類比轉數位轉換器後，得到等效基頻接收訊號 $r(n)$ 。訊號同步的程序依次為符元時間的估計，小數載波頻率偏移的偵測，整數載波頻率偏移的偵測以及碼框時序的估計。內層接收機則包含訊號同步和通道的估計，之後再進入外層接收機。在訊號同步方面，首先是利用護衛間隔的特性來做符元同步及小數載波頻率偏移的偵測。符元時間的資訊則提供給取樣視窗，用以來取出不受碼際干擾的符元資料；而小數載波頻率偏移的估計值則提供給自動頻率控制器（AFC）做頻率的補償。然後訊號經過快速傅立葉轉換，在頻率軸上利用匹配已知的連續領航次載波位置，可以找出整數載波頻率偏移的估計值。得到的整數載波頻率偏移估計值同樣會送到自動頻率控制器內去補償頻率。接著利用傳輸參數訊號（TPS）次載波所攜帶的 TPS 位元，其中每個碼框訊號帶有 67 個 TPS 位元，包含 16 個同步位元。匹配這 16 個同步位元的位置即可得到碼框時間的估計值。到此即已完成訊號同步的過程。最後利用散射領航次載波來估計通道響應，此部份將在後面小節做詳細說明。

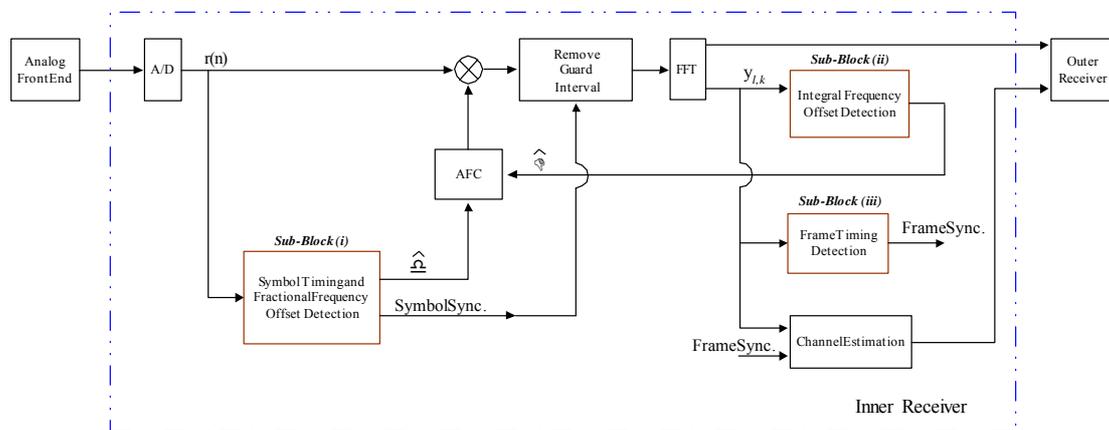


圖 3.13 數位影像廣播地面廣播系統之訊號同步子系統方塊圖

3.2.1.1 符元同步與小數頻率偏移偵測子架構之

設計

符元同步及小數載波頻率偏移的偵測都是依靠每個完整 OFDM 符元前端的護衛間隔的特性。由圖 3.14 可以看出護衛間隔循環前置的特性。在每一個完整 OFDM 符元的前端都有一段訊號和其末端相同，即如圖 3.14 中每個完整符元都有一組 $\{I, I'\}$ 區間，其內的訊號完全相同。

假設在沒有白高斯雜訊，沒有多重路徑衰減的通道環境下，接收訊號 $r(n)$ 只和載波頻率偏移有關如下所示：

$$r(n) = x_t(n) \cdot e^{j2\pi\Delta f_0 t} = x_t(n) \cdot e^{j2\pi\frac{\epsilon}{N}nT} = x_t(n) \cdot e^{j\frac{2\pi n\epsilon}{N}} \quad (3.19)$$

其中 Δf_0 為載波頻率偏移量值，單位為 Hz；而 ϵ 為正規化後的載波頻率偏移量值，單位為次載波間隔。若我們以 $M_r(n)$ 為接收訊號的延遲相乘，如下所示：

$$M_r(n) = r(n) \cdot r^*(n-N) \quad (3.20)$$

則將等式(3.20)代入等式(3.21)，可得到

$$\begin{aligned} M_r(n) &= x_t(n) \cdot e^{j\frac{2\pi n\epsilon}{N}} \cdot x_t^*(n-N) \cdot e^{-j\frac{2\pi(n-N)\epsilon}{N}} \\ &= x_t(n) \cdot x_t^*(n-N) \cdot e^{j2\pi\epsilon} \end{aligned} \quad (3.21)$$

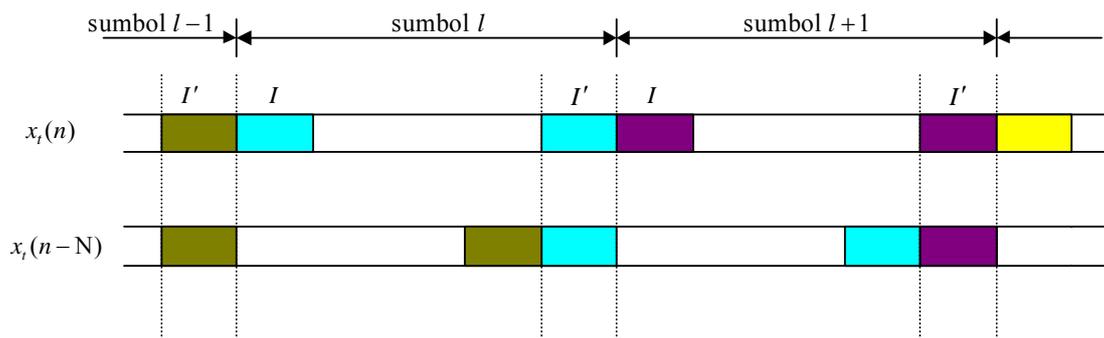


圖 3.14 護衛間隔特性之訊號序列示意圖

在圖 3.14 中，每個符元的 I' 區間內 $x_t(n)$ 和 $x_t(n-N)$ 相同(這是護衛間隔的特性)。所以在每個符元的 I' 區間內， $M_r(n)$ 的相位固定，其值為 $2\pi\epsilon$ 。若我們取出 $M_r(n)$ 的正規化相位，如下所示：

$$\frac{1}{2\pi} \arg\{M_r(n)\} \quad (3.22)$$

則在每個符元的 I' 區間內，其正規化相位為 ε 值，且其值在 $\pm\frac{1}{2}$ 範圍內，如圖 3.15 所示（在此例中 ε 為 0.448）。圖 3.16 為上述符元同步及小數載波頻率偏移偵測方法之流程方塊圖。[8]

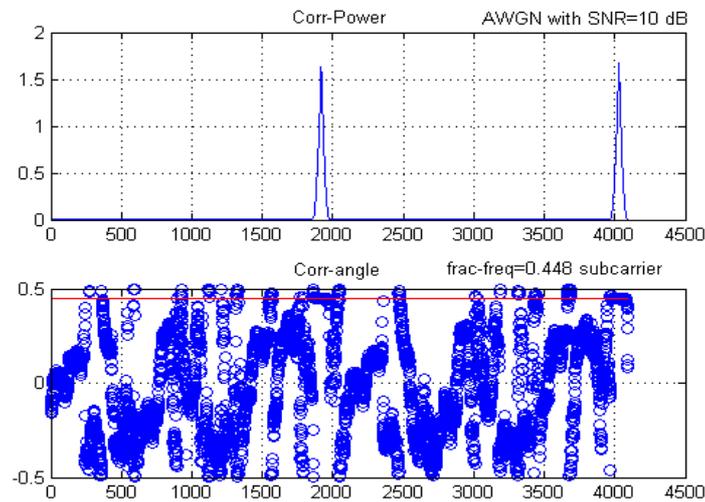


圖 3.15 護衛間隔特性之能量及正規化相位示意圖

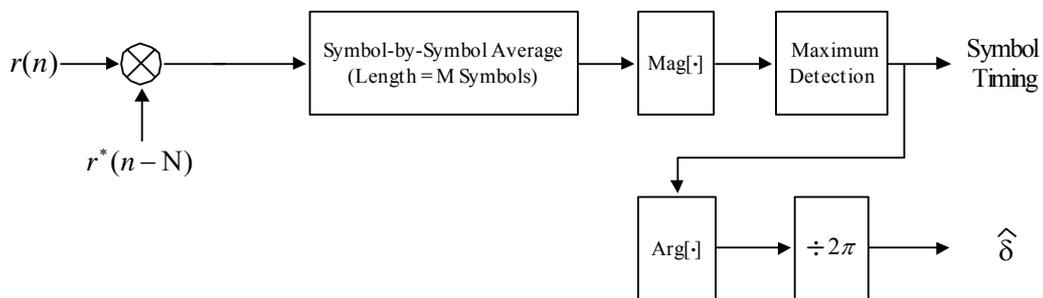


圖 3.16 符元同步及小數載波頻率偏移偵測方法之方塊圖

3.2.1.2 整數頻率偏移偵測子架構之設計

在符元時間及小數載波頻率偏移偵測完成並且校正補償後，接下來就要做整數載波頻率偏移的偵測。在數位影像廣播地面廣播系統中，整數載波頻率偏移的偵測是靠匹配連續領航次載波位置來求得[8]，如圖 3.17 所示。

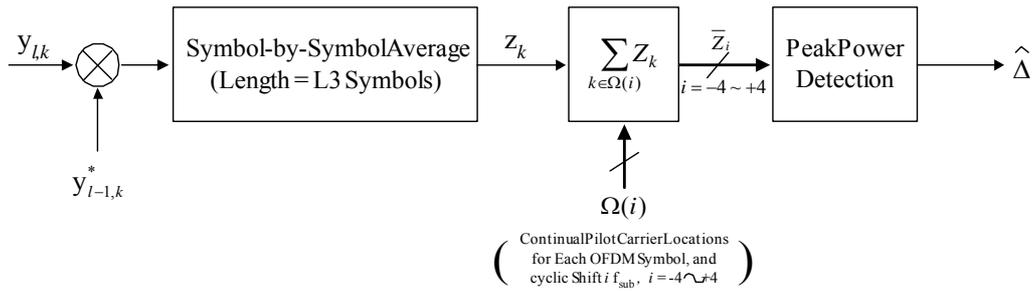


圖 3.17 整數載波頻率偏移偵測之方塊圖

接收訊號 $r(n)$ 經過小數載波頻率偏移的補償及取出不受碼際干擾的符元資料後，再將訊號送進快速傅立葉轉換得到頻域訊號 $y_{l,k}$ 其中 l 為符元時間標記， k 為次載波位置標記。如同圖 3.17 所示，將此頻域接收訊號 $y_{l,k}$ 做延遲相乘的動作，如下所示

$$\tilde{z}_k = y_{l,k} \cdot y_{l-1,k}^* \quad (3.23)$$

由於在同一次載波標記下的所有連續領航次載波位置上的值皆相同，且假設通道響應在一個符元時間內變化不大，則所有此延遲相乘的輸出值在每個符元中的所有連續領航次載波位置上的相位近似零（假設沒有雜訊下）。所以接著做符元對符元的區段式平均用以降低雜訊的影響，然後再做匹配連續領航次載波位置的動作。每個符元的連續領航次載波位置集合定為 $\Omega(0)$ ，而 $\Omega(i)$ 是指 $\Omega(0)$ 集合中所有的次載波位置皆循環平移 i 個次載波間隔， i 為正值表示右移，而 i 為負值表示左移。 i 值的範圍則是可能的整數載波偏移量值。在中心載波頻率為 474MHz ， $\pm 10\text{ppm}$ 的振盪器偏移率下可能的頻率偏移量為 $\pm 4.7\text{kHz}$ 。例如在 8K 模式下，可能的載波頻率偏移量約為 ± 4.1 個次載波間隔，所以 i 的範圍在 $+4$ 到 -4 間共 9 個可能。找出最大匹配值所對應的整數載波頻率偏移量值，此值即為整數載波偏移的估計值。圖 3.18 為 2K 模式下，整數載波頻率偏移量為 2 的連續領航次載波的匹配值。由圖可得最大值及為整數載波頻率偏移量。

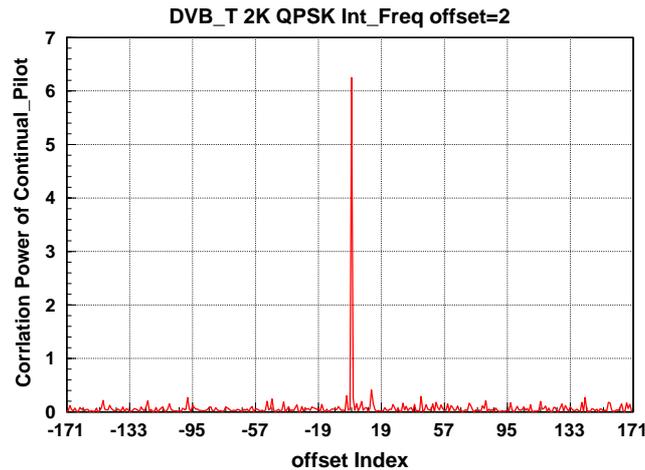


圖 3.18 連續領航次載波的匹配值

3.2.1.3 碼框同步子架構之設計

在完成符元時間、小數載波頻率偏移及整數載波頻率偏移的偵測與校正補償之後，我們將做碼框同步的偵測。碼框同步的偵測是利用 TPS 次載波所攜帶的 TPS 位元。TPS 次載波的排列方式和連續領航次載波的排列方式相同，即是在固定幾個次載波標記位置上，其所有符元時間標記的該次載波皆為 TPS 次載波，但是其值不同，如下所示

$$x_{l,k} = x_{l-1,k} \cdot (-1)^{S_l} \quad \text{where } k \in \Gamma \quad (3.24)$$

$x_{l,k}$ 為符元時間標記 l ，次載波位置標記 k 的 TPS 次載波訊號； Γ 為每個符元時間內，TPS 次載波的集合； S_l 即為 TPS 位元，每個符元時間內 TPS 次載波攜帶同一個 TPS 位元資訊。所以在一個碼框訊號範圍內可以得出 68 個位元，其中 67 個位元有控制系統參數的功能。在所有的 TPS 位元中，前 16 個位元稱為同步位元 (S_1, S_2, \dots, S_{16})，有固定型態，可以利用去匹配之。

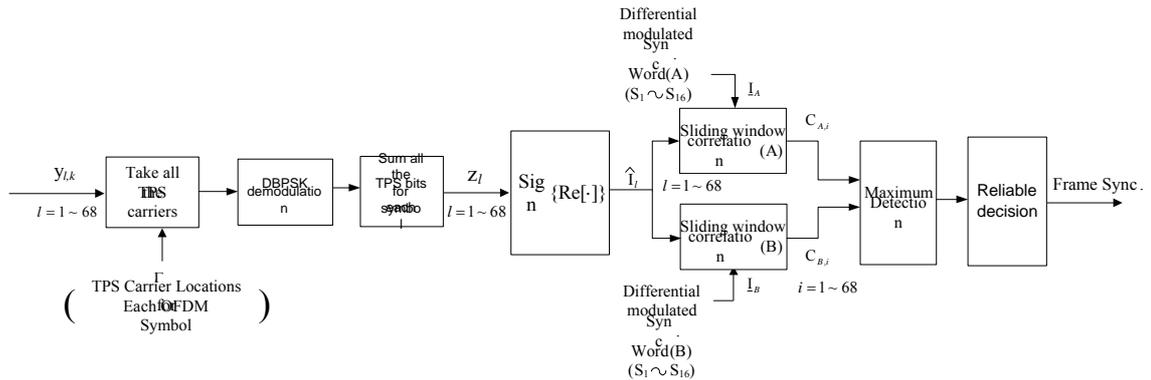


圖 3.19 碼框同步偵測之方塊圖

圖 3.19 是碼框同步偵測之方塊圖。同樣地，接收到的訊號經過符元時間、小數載波頻率偏移及整數載波頻率偏移的校正及補償後，再送進快速傅立葉轉換得到頻域訊號 $y_{l,k}$ ，如下式所示

$$y_{l,k} = x_{l,k} \cdot H_{l,k} + n_{l,k} \quad (3.25)$$

先不考慮雜訊 $n_{l,k}$ 且假設通道在一個符元的時間內變化不大，則將 $y_{l,k}$ 做延遲相乘的動作，如圖 3.19 所示，可以得到如下結果

$$\begin{aligned} z_{l,k} &= y_{l,k} \cdot y_{l-1,k}^* = |x_{l-1,k}|^2 H_{l,k} H_{l-1,k}^* (-1)^{S_l} \\ &\approx |x_{l-1,k}|^2 |H_{l-1,k}|^2 (-1)^{S_l} \end{aligned} \quad (3.26)$$

在傳送端方面，因為第一個符元的 TPS 次載波是由隨機亂數二位元序列 (PRBS) 所產生的，因此在此符元內的 TPS 次載波是呈現 +1、-1 的不規則分布，但是其值會隨著次載波的所在位置固定，而這些亂數分布的資料將提供之後的符元作差分調變的工作。同一符元時間內的 TPS 次載波所攜帶的 TPS 位元相同，但由於第一個符元的 TPS 次載波是亂數分布，因此經過差分調變之後，其它符元的次載波也會形成亂數分布，如此做法主要是為了保護資料在通過通道之後，可以保持較高的穩定性。

在接收端方面，因為碼框同步只跟 TPS 次載波有關，因此我們只需知道 TPS 位置的資料即可，第一步就是把一個符元內的所有 TPS 位置之資料取出。接下來，由於 TPS 位置上的資料是利用差分調變的方式做調變，因此這邊要做差分調變的解調工作。同一符元內的 TPS 位元值都一樣，即使傳送端經過差分調變，其所攜帶的 TPS 位元值並不會改變，因此解調過後，不同位置的 TPS 位元值再經

過等效的平均工作，即可降低通道雜訊的效應，以獲得更正確的資料。所以觀察圖 3.1 中 z_i 值的正或負即可得知差分調變之後的 TPS 資訊，在了解每個 TPS 資訊後，即可利用滑動視窗相關器來找出碼框的起始位置。由於 TPS 次載波的同步位元組有二組數值，分別是 $\{0011010111101110\}$ 及 $\{1100101000010001\}$ ，各用在奇數碼框及偶數碼框，因此我們可以利用這二組同步數值來作同步的測定，由於接收端在一開始並不知碼框的奇偶數代號，因此這二組同步數值的測定需同時進行，由於 16 位元的同步資訊有很好的相關性，因此我們可以用滑動視窗相關器來作同步估計，在接收數值與同步數值匹配的時候，相關數值會很大，而且這二組相關器只會出現一個最大值，因此我們可以找出最大值，即可找出碼框的起始位置及碼框所屬的奇偶數代號，由此達到碼框同步的目的。由於同步是根據相關數值來決定的，需要達到相當高的相關數值才會決定同步的位置，因此我們在計算相關數值之後，還要評估其可信度，當相關數值達到最高時，我們可以宣稱其具有很高的可信度為碼框的同步位置，當其相關數值不夠高時，則視其為可信度較低之同步，因此在此碼框則延用前一次可信度很高的碼框同步位置，當作這一個碼框的碼框同步位置。當然有時雜訊會造成相關數值很高，但並不是真正的碼框位置，在這種情況會造成數位電視畫面發生瞬間閃爍的現象，即使這種情況發生的機率非常低，但我們在這邊還是需要做一些防範措施。防範措施一樣是做可信度判斷，當某個碼框同步的相關數值很高，但其位置跟前面相關數值很高的碼框同步位置不同時，則視其為不合理位置，因為數位電視訊號在發送時，其碼框的位置並不會隨意改變，幾乎都固定在某個位置，因此經過可信度判斷可以知道雜訊造成的碼框同步位置是不合理的，因此在此碼框就直接延用前一次可信度很高的碼框同步位置當作同步位置。當然若經過幾次同步判斷，碼框同步位置一直換到新的固定同步位置，則判斷數位電視的傳送訊號已經換到新的碼框同步位置，因此這個時候，系統將自動鎖定在新的碼框同步位置。

3.2.2 DVB-T 通道估測之設計

多重路徑是造成無線通訊之接收訊號失真的主要因素，它是來自於傳輸訊號經過周遭環境物體反射所造成。通道特性可經由量測通道延遲方均根值（Root Mean Square Value of Delay Spread）得知，通道延遲之方均根值是一個很適合用來描述通道特徵的數值，其倒數和通道的同調頻寬（Coherent Bandwidth）成正比。所謂的同調頻寬，經常被定義為兩個頻域上不同頻率的訊號彼此能夠維持相關係數（Correlation Coefficient）大於 0.9 的最大頻率差。加上接收端或傳送端的移動，會造成通道隨著時間而有增強減弱的情形，此情形稱為通道的衰變（Fading）。

如果一個訊號的傳輸頻寬大於其通道的同調頻寬，則這個訊號可被稱為寬頻訊號，在時域上通道的不同路徑可被分別出來。由於訊號頻寬大於通道的同調頻寬，造成在頻譜上每個頻率的衰變都不同，這樣的通道被稱之為頻率選擇性衰變

(Frequency Selective Fading) 通道。

反之，如果傳輸訊號的頻寬小於同調頻寬，此訊號則稱做窄頻訊號。窄頻訊號在時域上無法分辨出來各路徑之訊號，而這樣的通道被稱之平緩衰變 (Flat Fading) 通道。

3.2.2.1 傳輸通道之描述

➤ 寬頻傳輸訊號之通道模型

一個寬頻傳輸訊號之通道模型可用多重路徑延遲來表示：

$$h(t, \tau) = \sum_{i=0}^{L-1} r_i(t) \delta(\tau - \tau_i) \quad (3.27)$$

t 為時間， τ_i 為第 i 個路徑的延遲量， $r_i(t)$ 為第 i 個路徑的增益。接收機在一小區域內所收到的每個路徑，都可看做來自各方向窄頻的複數訊號之和。每個路徑之增益可以用複數訊號表示如下：

$$r_i(t) = \sum_{n=0}^{N-1} A_{i,n}(t) e^{j\phi_{i,n}(t)} \quad (3.28)$$

根據中央極限定理 (Central Limit Theory)，當 N 值很大時， $r_i(t)$ 將近似於一個高斯隨機程序 (Gaussian Random Process)。因此複數訊號之振幅成 Rayleigh 分佈，Jake's Model 就可用來描述 $r_i(t)$ ，將在下一節有較多的介紹。此外，通道的每一條路徑彼此間也都是不相關 (Uncorrelated) 的，因此整個通道可以用一個 Gaussian Wide-sense-stationary Uncorrelated-scattering Channel 來作為通道的模型。

➤ 窄頻傳輸之通道模型

當訊號的傳輸頻寬遠小於通道的同調頻寬，亦即通道的延遲遠小於訊號的寬度 (Pulse width)，其經過之通道就可用窄頻通道模型來描述。在此情況下，無法分辨不同的路徑，在傳輸的有效頻寬內通道的頻率響應幾乎是平的 (flat)，通道對於訊號的影響將反映在接收訊號的振幅上。假設接收機在行進中接收訊號，所接收訊號的振幅也會隨著時間和接收機移動的速度而改變。一個振幅 r 的分佈可以由 Rayleigh 分佈來近似：

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{N} e^{-\frac{r^2}{2N}} & r \geq 0 \\ 0 & r < 0 \end{cases} \quad (3.29)$$

N 為其變異數 (variance)。

使用 Jake's Model 可以近似 Rayleigh 分佈，很適合用來描述一個窄頻訊號。

一個基頻等效(Equivalent Baseband)的窄頻衰變模型(Narrow Band Fading Profile)可以表示成來自 N 個方向之複數訊號和：

$$\begin{aligned} T(t) &= T_c(t) + jT_s(t) \\ &= A_i(t)e^{j\theta_i(t)} \\ &= E_0 \sum_{n=0}^{N-1} C_n e^{j[w_n t \cos \alpha_n + \phi_n]} \end{aligned} \quad (3.30)$$

$A_i(t)$ 是振幅在時間 t 的衰變， $\theta_i(t)$ 是隨機相位(Random Phase)，因此 E_0 是 $T(t)$ 的平均功率， C_n 則是來自第 n 個方向的訊號強度， w_n 是最大都卜勒(Doppler)頻率偏移量， α_n 是其入射角度， ϕ_n 為此方向入射訊號之相位，假設 α_n 和 ϕ_n 在 $[0, 2\pi]$ 內均勻分佈(Uniform Distribution)。只要 N 夠大，上式之振福就可近似於Rayleigh Distribution。

➤ 通道模型

利用上述的通道模型，可模擬出寬頻傳輸之通道。假設共有 L 個路徑，每個路徑的延遲為 τ_i ，下圖就是一個利用時變(Time variant)濾波器所模擬的多重路徑衰變通道：

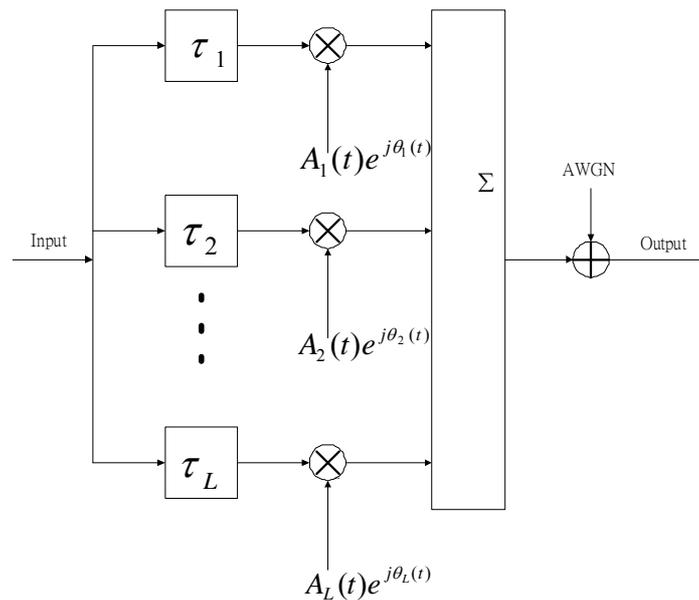


圖 3.20 產生多重路徑衰變通道之模型

3.2.2.2 利用領航次載波估測通道之方法

利用領航符元估計通道頻率響應的方法是指在每個符元頻率軸上的一些固定次載波位置放置一些參考次載波訊號，利用這些參考次載波訊號作內插來估計

通道頻率響應，例如 DVB-T 系統。這類通道估計的方法包含應用各種不同的內插法來估計通道的頻率響應，我們將依次在以下五個次小節中分別介紹一維線性內插法、兩種基於離散傅立葉轉換之一維內插法、基於離散傅立葉轉換之二維內插法以及同時串連應用一維線性內插法和離散傅立葉轉換之一維內插法等等五種估計通道響應的方法。同時，我們將以簡單的數學推導來說明這些方法的特性。

3.2.2.2.1 領航訊號位置

假設一個長度為 T_U 的正交分頻多工有效符元，共有 N 個可用的次載波。每隔 S_f 個次載波間隔放置一個參考次載波訊號 $P[k]$ ， $P[k]$ 稱為領航次載波訊號，其他次載波位置上則放置要傳送的資料 $D[k]$ 。如此第 k 個次載波位置上的訊號可被表示為：

$$\begin{cases} P[k] & k = k_q = q \cdot S_f, q = 0, 1, 2, \dots, \frac{N}{S_f} - 1 \\ D[k] & k \neq k_q, \quad 0 \leq k \leq N-1 \end{cases} \quad (3.31)$$

只要一個完整正交分頻多工符元的護衛間隔長度大於通道的最大延遲時間，在沒有時序誤差的情況下(即取樣視窗內的資料是沒有碼際干擾的資料)，每個符元經過通道時和通道作用形成的線性旋積(Linear Convolution)就等效於環旋積(Circular Convolution)。經過接收端的離散傅立葉轉換至頻率軸，等效於每個次載波位置的資料和其通道頻率響應 $H[k]$ 作乘積。假設符元時間及載波頻率偏移的同步動作皆完成的情況下，第 k 個次載波位置上的接收訊號為：

$$\begin{cases} P[k] \cdot H[k] & k = k_q = q \cdot S_f, q = 0, 1, 2, \dots, \frac{N}{S_f} - 1 \\ D[k] \cdot H[k] & k \neq k_q, \quad 0 \leq k \leq N-1 \end{cases} \quad (3.32)$$

由於 $P[k]$ 是已知的領航次載波訊號，因此可以在接收端得到所有次載波位置為 k_q 的通道頻率響應值 $P[k_q]$ 。假設在次載波位置不為 k_q 的次載波上其值定為零，則相當於得到通道頻率響應的取樣訊號。假設沒有白高斯雜訊(AWGN)存在，則此通道頻率響應的取樣訊號估計值如下所示：

$$\tilde{H}[k] = \begin{cases} H[k] & k = k_q = q \cdot S_f, q = 0, 1, 2, \dots, \frac{N}{S_f} - 1 \\ 0 & k \neq k_q, \quad 0 \leq k \leq N-1 \end{cases} \quad (3.33)$$

經由內插法(Interpolation)就可以估計出整個通道的頻率響應。我們定義 Δf 是

兩個相鄰次載波之間的頻率間隔，其相當於每個有效OFDM符元長度 T_U 的倒數。則此通道頻率響應取樣訊號在頻率軸上的取樣率必須大於通道的最大延遲時間以避免時間軸上重疊(Aliasing)現象的發生，此條件可表示如下：

$$\frac{1}{S_f \cdot \Delta f} > \tau_{MAX} \cdot T \Rightarrow \frac{N}{S_f} > \tau_{MAX} \quad (3.34)$$

τ_{MAX} 個取樣時間是通道的最大延遲時間，和通道同調頻寬(Coherent Bandwidth)成反比。

如果傳輸的通道並非固定不變，則接收機就必須每隔一段時間(例如是 S_t 個完整OFDM符元時間)估計一次通道，其中 S_t 的大小則取決於通道響應在時間軸上變化的快慢。通道響應在時間軸上的變化通常是因為接收機移動造成都卜勒(Doppler)頻率偏移，其結果是相位的改變及振幅大小的衰變。都卜勒頻率偏移量則和通道的同調時間(Coherent Time)成反比，和車速成正比。如果車速愈快則都卜勒頻率偏移量愈大，通道的變化也愈快，所以估計通道響應的時間間隔要愈短，因此需要較小的 S_t 值。同樣地，通道頻率響應取樣訊號在時間軸上的取樣率必須大於兩倍的通道最大都卜勒頻率偏移量以避免頻率軸上重疊(Aliasing)現象的發生，此條件可表示如下：

$$\frac{1}{S_t \cdot T_{SYM}} > 2f_{d,MAX} \quad (3.35)$$

T_{SYM} 是一個完整OFDM符元的時間， $f_{d,MAX}$ 則是最大都卜勒頻率偏移量。圖 2.2 為放置參考次載波訊號的例子，實心點為參考次載波訊號而空心點為資料次載波訊號，此例中 S_t 為 4 而 S_f 為 5，如下所示：

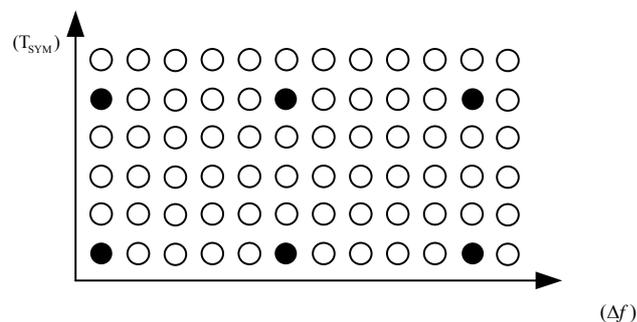


圖 3.21 參考訊號在時間軸及頻率軸上放置情形的示意圖

如此每 S_t 個完整OFDM符元時間估計一次通道響應，且在這 S_t 個完整OFDM

符元時間內等化器都採用相同的通道估計值。在通道變化較快速的情況下，除了選擇較小的 S_f 值外，利用二維內插法(Two-Dimensional Interpolation)[9][10]也可提高通道估計的準確度。

以數位影像廣播之地面廣播系統(DVB-T)的散射領航次載波訊號為例， S_f 為 1 而 S_f 為 12。若通道最大延遲時間以最長的護衛間隔($\frac{1}{4}T_U$)計算，則等式 (3.34) 並不會被滿足。但若在收到四個完整OFDM符元時間的取樣訊號後，先完成時間維度上的估計，則 S_f 為 1 而 S_f 縮小為 3，此時就可以滿足等式 (3.34)。這個方法我們將在下一節說明。

3.2.2.2.2 一維通道估測法

➤ 一維線性內插法[11]

要回復每個領航次載波之間其他次載波位置的通道頻率響應值，最簡單的方法就是採用一維線性內插法。在第 k 個次載波位置的通道頻率響應值可由其相鄰領航次載波訊號之次載波位置上的通道響應取樣值經由下式得到：

$$H[k] = H[i \cdot S_f] + \{H[(i+1) \cdot S_f] - H[i \cdot S_f]\} \cdot \frac{k - i \cdot S_f}{S_f} \quad \text{for } i \cdot S_f \leq k \leq (i+1) \cdot S_f \quad (3.36)$$

一維線性內插法的優點在於方法簡單但相對地準確度較低，較適用於估計沒有劇烈變化起伏的通道頻率響應。

➤ 一維快速富利葉轉換內插法 (I) [12,13,14]

如前一節所述，利用已知次載波位置上的領航次載波訊號我們可以得到通道頻率響應的取樣訊號。這個取樣訊號為一筆長度為 N 個取樣的數列 \tilde{H} ：

$$\tilde{H} = \{ H[0], 0, \dots, 0, H[S_f], 0, \dots, 0, H[2S_f], 0, \dots, 0, H[(\frac{N}{S_f} - 1)S_f], 0, \dots, 0 \} \quad (3.37)$$

假設 $\frac{N}{S_f}$ 是整數且 $\frac{N}{S_f}$ 個取樣時間長度大於通道響應的最大延遲時間，根據離散傅立葉轉換的特性，等式(3.37)經過反離散傅立葉轉換(至時域)，可以得到 S_f 個等距且重複出現的訊號，其大小等於真實通道脈衝響應的 $1/S_f$ ，以下將會說明這個特性。 $H[k]$ 是完整的通道頻率響應， $h(n)$ 則是通道時域上的脈衝響應；而 $\tilde{H}[k]$ 則是通道頻率響應的取樣訊號， $\tilde{h}(n)$ 則是通道時域上的脈衝響應取樣訊號。其中訊號在時域和頻域之間的關係如下所示：

$$h(n) \xrightarrow{\text{DFT}} H[k], \quad \tilde{h}(n) \xrightarrow{\text{DFT}} \tilde{H}[k] \quad (3.38)$$

而 $H[k]$ 和 $\tilde{H}[k]$ 的關係和等式(3.33)相似，如下所示：

$$\tilde{H}[k] = \begin{cases} H[k] & \text{for } k = a + q \cdot S_f, \quad q = 0, 1, 2, \dots, \frac{N}{S_f} - 1 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3.39)$$

假設上式中的 a 、 q 、 S_f 和 $\frac{N}{S_f}$ 都是整數， a 為此取樣訊號的起始次載波位置，

則 $\tilde{H}[k]$ 經過反離散傅立葉轉換之結果可經由下面的式推導：

$$\begin{aligned} \tilde{h}(n) &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \tilde{H}[k] \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}kn} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{q=0}^{\frac{N}{S_f}-1} H[a + q \cdot S_f] \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}(a+q \cdot S_f)n} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{q=0}^{\frac{N}{S_f}-1} \sum_{x=0}^{N-1} h(x) \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}(a+q \cdot S_f)x} \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}(a+q \cdot S_f)n} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{x=0}^{N-1} h(x) \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}a(x-n)} \sum_{q=0}^{\frac{N}{S_f}-1} e^{-j\frac{2\pi}{N}q \cdot S_f(x-n)} \end{aligned} \quad (3.40a)$$

此等式由兩層加法組成，後面的那層加法可以化簡如下：

$$\begin{aligned} \therefore \frac{1}{N} \sum_{q=0}^{\frac{N}{S_f}-1} e^{-j\frac{2\pi}{N}q \cdot S_f(x-n)} &= \begin{cases} 1 & \text{for } x = z \cdot \frac{N}{S_f} \quad (z \text{ is an integer}) \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \\ &= \sum_{z=0}^{S_f-1} \delta\left(\left(x - z \cdot \frac{N}{S_f}\right)_N\right) \end{aligned} \quad (3.40b)$$

$$\therefore \sum_{q=0}^{\frac{N}{S_f}-1} e^{-j\frac{2\pi}{N}q \cdot S_f(x-n)} = \sum_{q=0}^{\frac{N}{S_f}-1} e^{-j\frac{2\pi}{N}q(x-n)} = \frac{N}{S_f} \sum_{z=0}^{S_f-1} \delta\left(\left(x - n - z \cdot \frac{N}{S_f}\right)_N\right) \quad (3.40c)$$

將等式 (3.40c) 代入等式 (3.40b) 中，等式 (3.40a) 可以繼續化簡為：

$$\begin{aligned}
\tilde{h}(n) &= \frac{1}{N} \sum_{x=0}^{N-1} h(x) \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}a(x-n)} \sum_{q=0}^{\frac{N}{S_f}-1} e^{-j\frac{2\pi}{N}qS_f(x-n)} \\
&= \frac{1}{N} \sum_{x=0}^{N-1} h(x) \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}a(x-n)} \frac{N}{S_f} \sum_{z=0}^{S_f-1} \delta\left(\left(x-n-z \cdot \frac{N}{S_f}\right)_N\right) \\
&= \frac{1}{S_f} \sum_{z=0}^{S_f-1} h\left(\left(n+z \cdot \frac{N}{S_f}\right)_N\right) \cdot e^{-j\frac{2\pi}{S_f}az}
\end{aligned} \tag{3.40d}$$

由上述推導可看出，當通道的最大延遲時間小於 $\frac{N}{S_f}$ 個取樣時間長度時，經過反離散傅立葉轉換後會重複出現 S_f 個通道脈衝響應；但若通道的最大延遲時間大於 $\frac{N}{S_f}$ 個取樣時間時，各個重複出現的通道脈衝響應會發生時間軸上重疊的現象。因此領航次載波訊號在頻率軸上放置的密度必須滿足等式 (3.34)，即是要確保通道的最大延遲時間在有效符元長度的 $1/S_f$ 以內。

圖 3.22 是上述方法的示意圖。圖 3.22 (a) 為完整的通道脈衝響應與頻率響應示意圖，兩者間存在 N 點快速傅立葉轉換之關係。圖 3.22 (b) 為通道響應的取樣過程。由領航次載波位置上所得到的通道頻率響應的量值，相當於是得到通道頻率響應的取樣訊號。此通道頻率響應的取樣訊號在時域上等同於通道的脈衝響應和一個連串的脈衝波 (Impulse Trains) 作環旋積的動作。通道的脈衝響應和一個連串的脈衝波作環旋積則相當於通道的脈衝響應在這個連串脈衝波的位置上複製如圖 3.22 (c) 所示。由圖 3.22 (c) 可知，當通道的最大延遲時間小於 $\frac{N}{S_f}$ 個取樣時間時，各個複製的通道脈衝響應不會互相重疊干擾，我們可以使用一個時域上的低通濾波器取出第一個通道的脈衝響應，此即為通道脈衝響應的估計值。

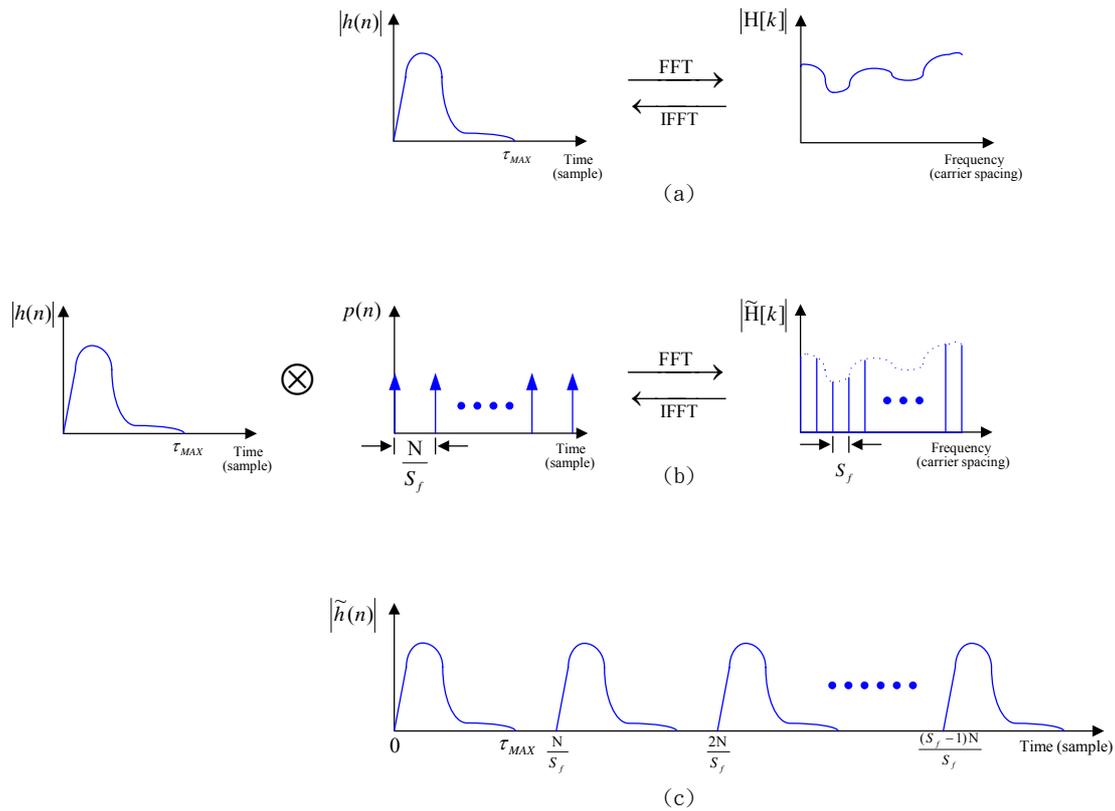


圖 3.22 (a)完整通道響應 (b)通道響應的取樣過程 (c)通道脈衝響應之取樣訊號

➤ 一維快速富利葉轉換內插法 (II) [15,16,17]

在此我們將介紹另一種利用離散傅立葉轉換特性之通道估計方法。如同在上一節所描述，於頻率軸上每隔 S_f 個次載波間隔就放置一個領航次載波訊號，在接收端收到一個長度為 N 個取樣的正交分頻多工符元並完成訊號同步後，我們可以取出此 $\frac{N}{S_f}$ 個領航次載波位置上的通道頻率響應估計值。這組長度為 $\frac{N}{S_f}$ 個取樣

的訊號經過 $\frac{N}{S_f}$ 點的反離散傅立轉換後，其結果等於完整通道脈衝響應的前 $\frac{N}{S_f}$

個取樣。因此只要通道脈衝響應的長度小於 $\frac{N}{S_f}$ 個取樣，把這組經過反離散傅立

葉轉換訊號的後端補零使其長度為 N 個取樣，則這個長度為 N 個取樣的訊號在沒有白高斯雜訊的情形下完全等同於原本的通道脈衝響應。下面數學式的推導將證明上述之方法是有用的： $h(n)$ 是長度為 N 個取樣的通道脈衝響應， $H[k]$ 則是 $h(n)$ 經過離散傅立葉轉換所得到的通道頻率響應，兩者的關係如等式 (3.38)所示。在接收端所得到之所有領航次載波位置上的通道頻率響應量值可以表示為：

$$\tilde{H}'[k] = H[a + q \cdot S_f] \quad \text{for } q = 0, 1, 2, \dots, \frac{N}{S_f} - 1 \quad (3.41)$$

同樣地假設 $\frac{N}{S_f}$ 是整數而 a 為領航次載波的起始位置，則 $\tilde{H}[k]$ 經過 $\frac{N}{S_f}$ 點的反離

散傅立葉轉換之結果 $\tilde{h}'(n)$ 如下所示：

$$\begin{aligned}
 \tilde{h}'(n) &= \frac{1}{S_f} \sum_{k=0}^{\frac{N}{S_f}-1} \tilde{H}[k] \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}kn} = \frac{1}{S_f} \sum_{q=0}^{\frac{N}{S_f}-1} H[a+q \cdot S_f] \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}(a+q \cdot S_f)n} \\
 &= \frac{1}{S_f} \sum_{q=0}^{\frac{N}{S_f}-1} \sum_{x=0}^{N-1} h(x) \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}(a+q \cdot S_f)x} \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}(a+q \cdot S_f)n} \\
 &= \sum_{x=0}^{N-1} h(x) \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}a(x-n)} \frac{1}{S_f} \sum_{q=0}^{\frac{N}{S_f}-1} e^{-j\frac{2\pi}{N}q \cdot S_f(x-n)}
 \end{aligned} \tag{3.42a}$$

將等式 (3.40c) 代入等式 (3.42a) 中，等式 (3.42a) 可以繼續簡化為：

$$\begin{aligned}
 \tilde{h}'(n) &= \sum_{x=0}^{N-1} h(x) \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}a(x-n)} \frac{1}{S_f} \sum_{q=0}^{\frac{N}{S_f}-1} e^{-j\frac{2\pi}{N}q \cdot S_f(x-n)} \\
 &= \sum_{x=0}^{N-1} h(x) \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}a(x-n)} \sum_{z=0}^{S_f-1} \delta\left(\left(x-n-z \cdot \frac{N}{S_f}\right)_N\right) \\
 &= \sum_{z=0}^{S_f-1} h\left(\left(n+z \cdot \frac{N}{S_f}\right)_N\right) e^{-j\frac{2\pi}{S_f}az} \\
 &= h(n) \quad \text{for } n=0,1,2,\dots,\frac{N}{S_f}-1 \text{ and } \tau_{MAX} < \frac{N}{S_f}
 \end{aligned} \tag{3.42b}$$

因此只要通道脈衝響應 $h(n)$ 的最大延遲時間長度小於 $\frac{N}{S_f}$ 個取樣時間，再將等式

(3.42b) 所得到的訊號 $\tilde{h}'(n)$ 的後端補上零使其變成長度為 N 個取樣的訊號，則在沒有白高斯雜訊的情形下此訊號完全等同於通道的脈衝響應。我們可以由此方法得到通道脈衝響應的估計值，即是可以得到通道頻率響應的估計值。

3.2.2.2.3 二維通道估測法

➤ 二維快速富利葉轉換內插法

由於 OFDM 接收機的移動，或者週遭環境的改變，通道會隨著時間而變化。

以圖 3.21 為例，所有的一維內插法都只利用頻率軸方向的通道資訊，如果能夠同時利用時間軸及頻率軸兩個維度的通道資訊，利用二維內插法還原通道，可以更正確地掌握通道響應在時間軸上的變化[9,10,12]。

類似一維傅立葉轉換估計通道響應的方法，此時我們將幾個有效 OFDM 符元看成一個區塊來處理。在每個區塊中，所有領航次載波位置上的量值即是通道響應的取樣值，同時我們將不是領航次載波位置上的量值設為零，如此這個區塊的訊號可以看成是通道響應的二維取樣訊號。將這個區塊訊號經過二維反離散傅立葉轉換，其結果也會有通道響應訊號複製的情形出現。通道響應訊號在一個區塊中重複出現的位置和次數則是由領航次載波訊號的排列方式決定。經由下列數學式的推導我們可以得到通道響應訊號轉換後的結果。

$H[m,n]$ 是指在第 m 個符元中第 n 個次載波位置上的通道響應量值， $h(k,l)$ 則是此二維區塊訊號 $H[m,n]$ 經過二維反離散傅立葉轉換的結果，二者關係如下：

$$H[m,n] \xrightarrow{2D-IDFT} h(k,l) \quad (3.43a)$$

其中 $H[m,n]$ 和 $h(k,l)$ 的數學關係式為：

$$H[m,n] = \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{l=0}^{N-1} h(k,l) \cdot e^{-j\frac{2\pi}{M}mk} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}nl} \quad (3.43b)$$

$$h(k,l) = \frac{1}{M \cdot N} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} H[m,n] \cdot e^{j\frac{2\pi}{M}mk} \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}nl} \quad (3.43c)$$

等式 (3.43b) 及 (3.43c) 是二維離散傅立葉轉換及二維反離散傅立葉轉換的關係式。這兩個等式是將 M 個符元當作一個區塊來處理，每個符元共有 N 個次載波。將這個區塊訊號中領航次載波位置上的量值取出當作二維通道響應的估計值

且其它次載波位置上的量值補零，則可以得到另一個區塊訊號 $\tilde{H}[m,n]$ 。這個區

塊訊號 $\tilde{H}[m,n]$ 可以視為通道響應的二維取樣訊號，表示如下：

$$\tilde{H}[m,n] = \begin{cases} H[m,n] & \text{for } m = pS_t, n = qS_f, p = 0, 1, \dots, \frac{M}{S_t} - 1, q = 0, 1, \dots, \frac{N}{S_f} - 1 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3.44)$$

$\tilde{H}[m,n]$ 經過二維反離散傅立葉轉換後，其訊號 $\tilde{h}(k,l)$ 如下所示：

$$\begin{aligned}
\tilde{h}(k,l) &= \frac{1}{M \cdot N} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} \tilde{H}[m,n] \cdot e^{j\frac{2\pi}{M}mk} \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}nl} \\
&= \frac{1}{M \cdot N} \sum_{p=0}^{\frac{M-1}{S_t}} \sum_{q=0}^{\frac{N-1}{S_f}} H[pS_t, qS_f] \cdot e^{j\frac{2\pi}{S_t}pk} \cdot e^{j\frac{2\pi}{S_f}ql} \\
&= \frac{1}{M \cdot N} \sum_{p=0}^{\frac{M-1}{S_t}} \sum_{q=0}^{\frac{N-1}{S_f}} \left\{ \sum_{x=0}^{M-1} \sum_{y=0}^{N-1} h(x,y) \cdot e^{-j\frac{2\pi}{S_t}px} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{S_f}qy} \right\} \cdot e^{j\frac{2\pi}{S_t}pk} \cdot e^{j\frac{2\pi}{S_f}ql} \\
&= \frac{1}{M \cdot N} \sum_{x=0}^{M-1} \sum_{y=0}^{N-1} h(x,y) \sum_{p=0}^{\frac{M-1}{S_t}} \sum_{q=0}^{\frac{N-1}{S_f}} e^{-j\frac{2\pi}{S_t}p(x-k)} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{S_f}q(y-l)}
\end{aligned} \tag{3.45a}$$

等式 (3.45a) 和等式 (3.40) 相似，可以繼續化簡。等式 (3.45a) 的後面兩個加法可以轉換如下：

$$\frac{1}{M \cdot N} \sum_{p=0}^{\frac{M-1}{S_t}} \sum_{q=0}^{\frac{N-1}{S_f}} e^{-j\frac{2\pi}{S_t}p(x-k)} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{S_f}q(y-l)} = \sum_{r=0}^{S_t-1} \sum_{s=0}^{S_f-1} \delta\left(\left(x-k-r \cdot \frac{M}{S_t}\right)_M, \left(y-l-s \cdot \frac{N}{S_f}\right)_N\right)$$

(3.45b)

將等式 (3.45b) 代入等式 (3.45a)，則等式 (3.45a) 可以化簡為：

$$\begin{aligned}
\tilde{h}(k,l) &= \frac{1}{M \cdot N} \sum_{x=0}^{M-1} \sum_{y=0}^{N-1} h(x,y) \sum_{p=0}^{\frac{M-1}{S_t}} \sum_{q=0}^{\frac{N-1}{S_f}} e^{-j\frac{2\pi}{S_t}p(x-k)} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{S_f}q(y-l)} \\
&= \frac{1}{M \cdot N} \sum_{x=0}^{M-1} \sum_{y=0}^{N-1} h(x,y) \frac{M \cdot N}{S_t \cdot S_f} \sum_{r=0}^{S_t-1} \sum_{s=0}^{S_f-1} \delta\left(\left(x-k-r \cdot \frac{M}{S_t}\right)_M, \left(y-l-s \cdot \frac{N}{S_f}\right)_N\right) \\
&= \frac{1}{S_t \cdot S_f} \sum_{r=0}^{S_t-1} \sum_{s=0}^{S_f-1} h\left(\left(k+r \cdot \frac{M}{S_t}\right)_M, \left(l+s \cdot \frac{N}{S_f}\right)_N\right)
\end{aligned} \tag{3.45c}$$

由等式 (3.45c) 可看出，訊號 $\tilde{h}(k,l)$ 在 k 軸上會重複 S_t 次而在 l 軸上會重複 S_f 次，所以在整個區塊訊號中會有 $S_t \cdot S_f$ 個重複的訊號。如果領航次載波訊號的排列夠密，也就是滿足等式 (3.34) 和等式 (3.35) 取樣定理的條件，則可以確保上述的區塊訊號中，重複出現的訊號彼此間不會重疊在一起。如此一來，在沒有白高斯雜訊存在的情形下，我們可以使用二維低通濾波器將訊號 $h(k,l)$ 取出。把訊號 $h(k,l)$ 經過二維離散傅立葉轉換即可得到通道響應的估計值 $H[m,n]$ 。

➤ 串連型一維線性內插與一維快速富利葉轉換內插法

基於離散傅立葉轉換的二維內插法可以較準確地掌握隨時間而改變的通道，但二維離散傅立葉轉換的計算量相當龐大，相對地硬體架構也較複雜。在運算

量、複雜度等成本的考量下，利用離散傅立葉轉換的二維內插法較不易實現。

通常通道的頻率響應，在頻率軸上訊號的變化幅度，往往遠大於在時間軸上的變化，因此並不需要在兩個維度同時使用如此高解析度卻複雜的內插法。相反地，我們可以把二維內插法利用兩個串連的一維內插法來實現。在時間軸上由於訊號變化緩慢，一些簡單的方法就可有相當準確的估計，在頻率軸則可實行一些較高解析度的內插法。在這裡我們提出先利用一維線性內插法來估計通道在時間軸上的變化，再利用離散傅立葉轉換的一維內插法來還原通道的頻率響應。圖 2.4 中原本 S_t 等於二而 S_f 等於六。若我們先利用一維線性內插法來估計通道在時間軸上的變化，則此時 S_t 變為一而 S_f 變為三。這樣一來通道響應的取樣訊號在頻率軸上變的更緊密，也更能忍受較大的通道延遲時間。

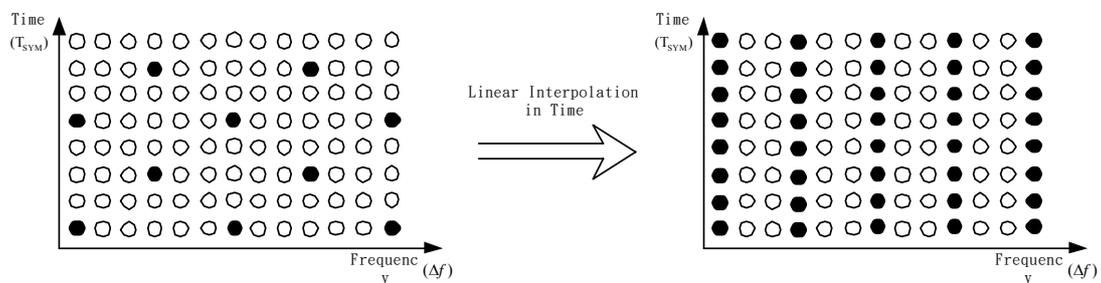


圖 3.23 時間軸上先做內插法的通道響應取樣訊號示意圖

3.2.2.2.4 適應性通道估測法

➤ 線性最小均方差通道估測法[18][19]

在此我們要介紹另一種通道估測方法，線性最小均方差通道估測法，首先我們假設要估測的通道 \hat{H}_{LMMSE} 和接收到的信號 Y 彼此之間呈一線性的關係，即：

$\hat{H}_{LMMSE} = KY$ ，而且通道和雜訊之間是無相關的(uncorrelated)，則真實通道與估計通道間的均方誤差可表示為：

$$E\{\|KY - H_{real}\|^2\} \quad (3.46)$$

所謂線性最小均方差就是找出一 K 值使得式(3.46)最小，即 $\min E\{\|KY - H_{real}\|^2\}$ ，由 [19] 可解得：

$$\hat{H}_{LMMSE} = KY = R_{HY} R_{YY}^{-1} Y \quad (3.47)$$

其中

$$R_{HY} = E[HY^H]$$

$$\begin{aligned}
&= E[H(XH+N)^H] \\
&= E[H(H^H X^H + N^H)] \\
&= E[HH^H X^H + HN^H] \\
&= E[HH^H]X^H + E[HN^H] = R_{HH}X^H
\end{aligned} \tag{3.48}$$

$$\begin{aligned}
R_{YY} &= E[YY^H] \\
&= E[(XH+N)(XH+N)^H] \\
&= E[(XH+N)(H^H X^H + N^H)] \\
&= XE[HH^H]X^H + [NN^H] \\
&= XR_{HH}X^H + \sigma_N^2 I_N
\end{aligned} \tag{3.49}$$

將(3.48)、(3.49)代入(3.47)可得到通道的頻率響應:

$$\begin{aligned}
\hat{H}_{LMMSE} &= R_{HY}R_{YY}^{-1}Y \\
&= (R_{HH}X^H)(XR_{HH}X^H + \sigma_N^2 I_N)^{-1}Y \\
&= (R_{HH})[R_{HH} + \sigma_N^2(X^H X)^{-1}]^{-1}X^{-1}Y \\
&= (R_{HH})[R_{HH} + \sigma_N^2(X^H X)^{-1}]^{-1}\hat{H}_{LS}
\end{aligned} \tag{3.50}$$

其中 \hat{H}_{LS} 為 Least square 的通道估計。

在這個方法中我們可以看到必需要知道通道的 Auto-covariance，但實際上通道是未知的，我們很難去知道通道的 Auto-covariance，另一方面由式 (3.48)

可知這種方法隨 X 的改變必需不斷的去計算 $(X^H X)^{-1}$ 這個反矩陣的值，這將使系統變得更為複雜。因此我們在下一節要介紹的是一種改良式的線性最小均方差通道估測法，它比傳統的 LMMSE estimator 更為簡單，而且它不必事知道通道的統計特性，這將使我們在實際的應用上更為容易。

➤ 改良式線性最小均方差通道估測法

本節我們將介紹一改良式的線性最小均方差通道估測方法，這個方法我們不必事知道通道的統計特性。首先，我們假設欲估計的通道與 h_{LS} 間呈一線性的關係，即[20]

$$\hat{h}_{LMMSE} = \hat{h}_{LS}k \tag{3.51}$$

其中

$$\begin{aligned}
k &= [k_0, k_1, \dots, k_{N-1}]^T \\
\hat{h}_{LS} &= \text{diag}([\hat{h}_{LS}(0), \hat{h}_{LS}(1), \dots, \hat{h}_{LS}(N-1)]) \\
\hat{h}_{LMMSE} &= \hat{h}_{LS}k
\end{aligned} \tag{3.52}$$

因此，可計算出均方誤差為

$$\begin{aligned}
\varepsilon &= E[\|h - \hat{h}_{LS}k\|^2] \\
&= E[(h - \hat{h}_{LS}k)^H (h - \hat{h}_{LS}k)] \quad 86
\end{aligned}$$

(3.53)

同理我們們要找出一 k 使得估計通道與真實通道間的均方誤差(ε)最小

$$\begin{aligned}\nabla_{w_s^*}(\varepsilon) &= \nabla_{w_s^*} \left\{ E[(h - \hat{h}_{LS} w_s)^H (h - \hat{h}_{LS} w_s)] \right\} \\ &= -E[\hat{h}_{LS}^H (h - \hat{h}_{LS} w_s)] \\ &= -E[\hat{h}_{LS}^H h] + E[\hat{h}_{LS}^H \hat{h}_{LS}] w_s\end{aligned}\quad (3.54)$$

令式(3.54)為零， $\nabla_{w_s^*}(\varepsilon) = 0$ 可得

$$k = \{E[\hat{h}_{LS}^H \hat{h}_{LS}]\}^{-1} E[\hat{h}_{LS}^H h]\quad (3.55)$$

其中

$$\begin{aligned}E[\hat{h}_{LS}^H \hat{h}_{LS}] &= E[\text{diag}(h+z)^H \text{diag}(h+z)] \\ &= E[\text{diag}(h)^H \text{diag}(h)] + E[\text{diag}(z)^H \text{diag}(z)] \\ &= \text{diag} \left(\left[E\{|h_0|^2\} + \sigma_z^2, E\{|h_1|^2\} + \sigma_z^2, \dots, E\{|h_{N-1}|^2\} + \sigma_z^2 \right] \right)\end{aligned}\quad (3.56)$$

$$\begin{aligned}E[\hat{h}_{LS}^H h] &= E[\text{diag}(h+z)^H h] \\ &= E[\text{diag}(h)^H h] \\ &= [E\{|h_0|^2\}, E\{|h_1|^2\}, \dots, E\{|h_{N-1}|^2\}]^T\end{aligned}\quad (3.57)$$

將式(3.56)、式(3.57)代入式(3.55)，可得

$$\begin{aligned}k &= \{E[\hat{h}_{LS}^H \hat{h}_{LS}]\}^{-1} E[\hat{h}_{LS}^H h] \\ &= \left[\frac{E\{|h_0|^2\}}{E\{|h_0|^2\} + \sigma_z^2}, \frac{E\{|h_1|^2\}}{E\{|h_1|^2\} + \sigma_z^2}, \dots, \frac{E\{|h_{N-1}|^2\}}{E\{|h_{N-1}|^2\} + \sigma_z^2} \right]^T\end{aligned}\quad (3.58)$$

假設通道和雜訊為 uncorrelated，即 $E\{|h|^2\} \approx \hat{h}_{LS}^2 - \hat{\sigma}_z^2$ ，代入(3.48)可得

$$k = \left[\frac{E\{|h_0^{LS}|^2\} - \sigma_z^2}{E\{|h_0^{LS}|^2\}}, \frac{E\{|h_1^{LS}|^2\} - \sigma_z^2}{E\{|h_1^{LS}|^2\}}, \dots, \frac{E\{|h_{N-1}^{LS}|^2\} - \sigma_z^2}{E\{|h_{N-1}^{LS}|^2\}} \right]^T\quad (3.59)$$

為避免負值的出現，將(3.59)改寫為

$$k = \left[\frac{E\{|h_0^{LS}|^2\}}{E\{|h_0^{LS}|^2\} + \sigma_z^2}, \frac{E\{|h_1^{LS}|^2\}}{E\{|h_1^{LS}|^2\} + \sigma_z^2}, \dots, \frac{E\{|h_{N-1}^{LS}|^2\}}{E\{|h_{N-1}^{LS}|^2\} + \sigma_z^2} \right]^T\quad (3.60)$$

其中 \hat{h}_{LS} 為 least square channel estimation，而 σ_z^2 為

$$\hat{\sigma}_z^2 = \frac{1}{N - N_g} \sum_{n=N_g}^{N-1} |\hat{h}_{LS}(n)|^2 \quad (3.61)$$

由式(3.61)可看到，這種改良式的線性最小均方差通道估測方法我們只需要知道 least square 的通道估測和雜訊的能量，如此一來即可大大的簡化計算的複雜度。在這樣的方法中，我們假設 $\hat{h}_{LMMSE} = \hat{h}_{LS}k$ ，這可以看成是將 \hat{h}_{LS} 經過一個 one-tap 的濾波器所得到的結果，我們知道 $h_{real} = \hat{h}_{LS} + z$ ，也就是說傳統的 least square 通道估計是無法有效濾除雜訊的干擾的，因此我們將它再經過一個 one-tap 濾波器”k”做濾波，如此一來可以更進一步的抵抗雜訊所造成的干擾，由式(3.60)可看出 k 其實就是一個加權值，當雜訊的能量相較於通道的能量越大時，其所得的加權值越小，反之則相反。因此這種方法將比 least square estimation 的方法更能有效的抵抗雜訊，而且它的複雜度並不比 least square 的方法高出許多。

➤ 通道路徑的選擇(Path Selection)

為了能更進一步的濾除雜訊的效應，我們必須做通道路徑的選擇，在一般的正交分頻多工系統中，我們往往假設通道的最大延遲會小於時間護衛的長度，如此一來方可避免碼際干擾(Inter Symbol Interference)的效應，因此我們可以進一步將通道中大於時間護衛長度的值都視為是雜訊並令之為零，如圖 2.5 所示。

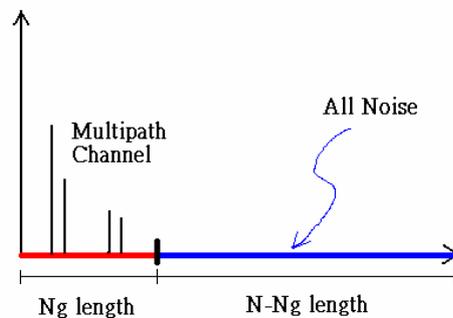


圖 3.24 通道之最大延遲小與等於時間護衛

3.2.2.2 節中所提到的基於快速傅利葉轉換內差法中，估出的通道在時域是重覆的出現的，如同圖 3.25 所示：

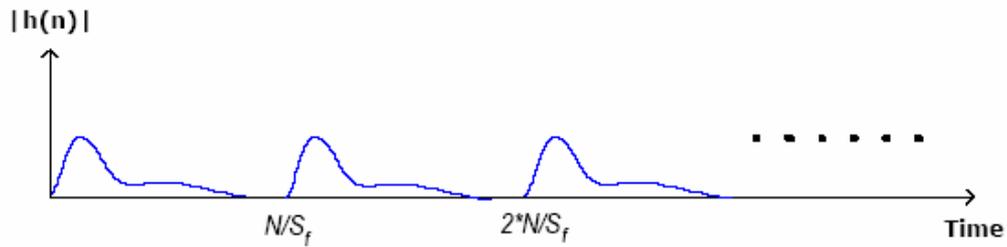


圖 3.25 取樣後訊號經過反離散傅利葉轉換之結果：出現 S_f 組大小變為原本頻率響應 $1/S_f$ 的訊號

因此，在做路徑選擇時，第一步我們必需先將 $t > \frac{N}{S_f}$ 的點其值設為 0，儘管如此，通道中 $t < \frac{N}{S_f}$ 的值還是有可能包含雜訊，因此，我們可以用一個簡單的方法來判別，首先，在 $t < \frac{N}{S_f}$ 的點中找出一最大值的路徑，利用這最大的值我設定一門檻值，當路徑的能量小於這個門檻值時，該路徑即被視為是雜訊，反之則視為通道，因此，式 3.61 可以改寫成

$$\hat{\sigma}_z^2 = \frac{1}{N/S_f - L} \sum_{n \neq l} |\hat{h}_{LS}(n)|^2 \quad (3.62)$$

其中 L 為選中為 path 的總數， l 則為選中 path 的 index。
因此將通道路徑的選擇應用在式(2.34)可得

$$k_l = \left[\frac{E\{|h_{l_0}^{LS}|^2\}}{E\{|h_{l_0}^{LS}|^2\} + \sigma_z^2}, \frac{E\{|h_{l_1}^{LS}|^2\}}{E\{|h_{l_1}^{LS}|^2\} + \sigma_z^2}, \dots, \frac{E\{|h_{l_{L-1}}^{LS}|^2\}}{E\{|h_{l_{L-1}}^{LS}|^2\} + \sigma_z^2} \right]^T \quad (3.63)$$

因此整個改良式線性最小均方差通道估測法的流程圖可由圖 3.26 所表示

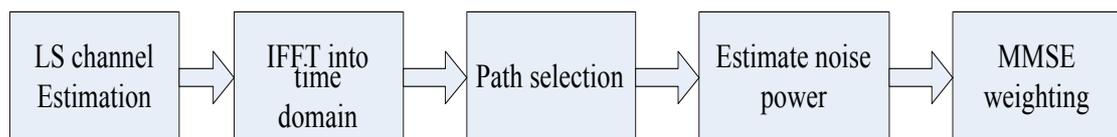


圖 3.26 改良式線性最小均方差通道估測法

3.2.2.2.5 用於 DVB-T 系統的通道估測法

數位影像廣播系統利用每個符元中的散射領航訊號來估計通道：

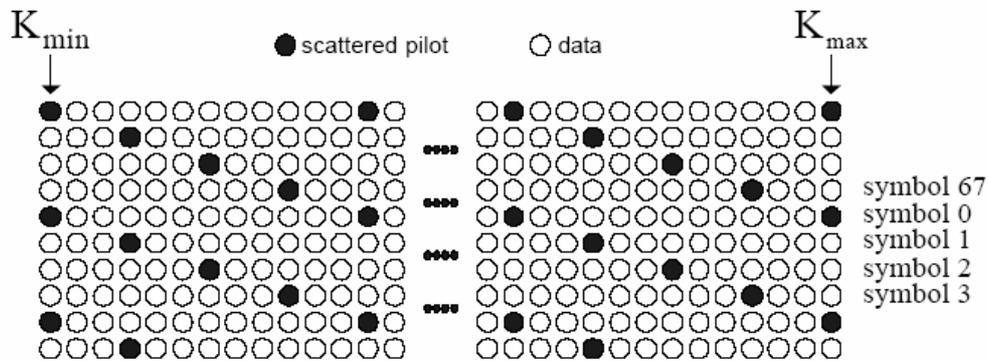


圖 3.27 數位影像廣播系統散射領航訊號之排列

這個系統共有兩個操作模式，2K 模式(每個符元 2048 個次載波)與 8K 模式(每個符元 8192 個次載波)。兩種操作模式的 K_{min} 皆為 0, K_{max} 則分別為 1704 與 6816。每個散射領航訊號的值只和它所在的次載波位置有關(即不同符元但相同次載波位置的散射領航訊號仍有相同的值)。上述的一維離散傅立葉轉換內插法、二維離散傅立葉轉換內插法、串連一維內插法與一維離散傅立葉轉換法以及線性最小均方差法都適用於這個系統，並使用快速傅立葉轉換以增加運算的速度，在此將針對每種方法有較詳細的介紹：

3.2.2.2.5.a 一維快速傅立葉轉換內插法

圖3.28 為接收端一維快速傅立葉轉換通道估計示意圖，假設在接收端碼框位置及頻率皆已同步。

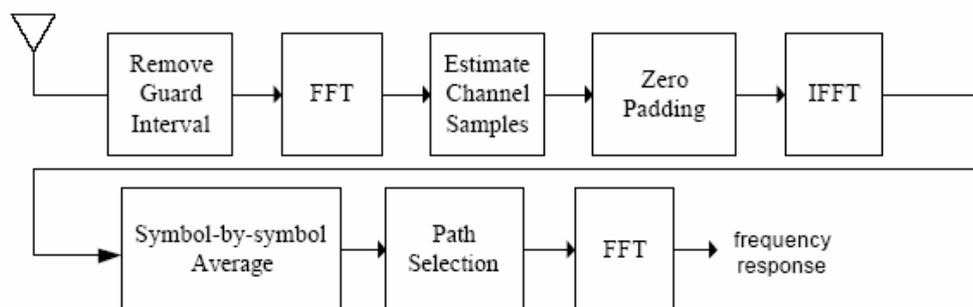


圖 3.28 基於一維快速傅立葉轉換之通道估計

首先必須估計出所有領航訊號上的通道取樣，其他非散射領航訊號位置的值得設為0，接著對這組訊號作一維反快速傅立葉轉換，如果系統是2K 模式則反快速傅立葉轉換的點數為2048，若系統操作在8K 模式下則為8192 點。由於一個符元只用了 K_{max} 個次載波載，為了要做N 點的快速傅立葉轉換，補0 使其長度變為N。這樣子的動作相當於在原本長度為N 的通道頻率響應乘上一個長度為 K_{max} 的方波；在時域則等效和一個sinc 函數作環捲積，因此必須補償這個環捲積效應。

取出這個時域訊號的前N/12 點並乘上12，通道響應就已經被還原了。但實際的情況下訊號經過通道會加上雜訊，且頻率的同步如果出現誤差，每個次載波上的訊號還會受其他次載波上訊號干擾（Inter Carrier Interference）。這些都會使估計的準確度降低。因此在這之後還需要經過一些處理來降底雜訊及干擾。經由平均數個連續的符元(Symbol-by-symbol average)可以降低雜訊及干擾的能量(必須確定通道在這幾個符元內沒有太大的改變)。

在經過平均後的通道估計，再經由「路徑選擇」(Path Selection) 還可再減少一些雜訊及干擾。路徑選擇其實就是一個區分雜訊與通道估計的動作。首先必須設定一個區別雜訊的門檻，在時域通道響應估計的每個取樣點能量只要小於這個門檻就把它視為雜訊並捨去。

最後再經由快速傅立葉轉換就可以得到通道頻率響應估計值。這種估計法適用於通道的最大延遲小於整個有效符元長度的12 分之一。

3.2.2.2.5.b 二維快速符立葉轉換內插法

二維內插法可以更準確地估出時變的通道頻率響應，以下將以2K 模式為例，以四個符元當作一個區塊處理為例，利用 $4*2048$ 點數的二維快速傅立葉轉換來估計通道，其步驟如下圖 2.10 所示：

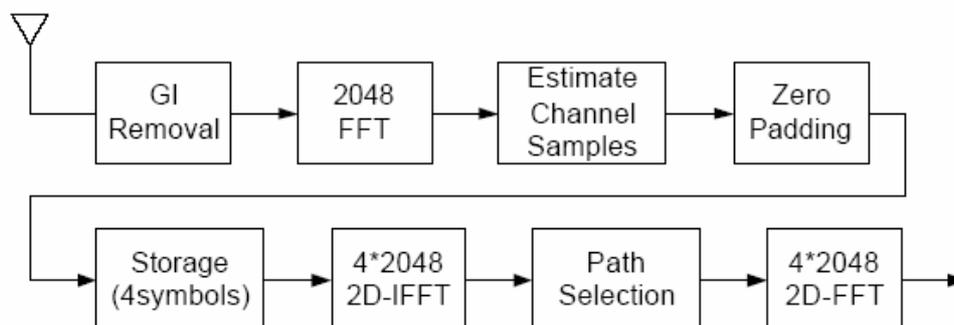


圖 3.29 基於二維快速傅立葉轉換之通道估計

二維內插法和一維內插法的觀念類似，首先估計出每個符元中所有散射領航訊號位置的通道響應值，其他位置設為0，重複上述步驟直到得到一個完整的區塊（四個符元），再對整個區塊作二維反快速散傅立葉轉換，經過轉換後的訊號也會有12個重複出現的波形。取出「低頻」成分的訊號，再經由類似路經選擇的動作區分出雜訊及訊號，最後經過二維快速傅立葉轉換，可以得到四個相鄰符元的通道頻率響應。

3.2.2.2.5.c 串聯一維線性內插與一維快速符立葉轉換法

前述的兩個方法都必須滿足通道的最大延遲小於整個有效符元的1/12。通常由一個OFDM系統每個符元的保護區段長度，可以得知系統可容忍的最大通道延遲。而數位影像廣播系統共有四種不同長度的保護區段，最長可到有效符元的1/4，當最大延遲是1/4有效符元長度時，前述兩種方法就不適用，必須使用其它的方法來估計通道。如果首先利用線性內插法估計時間軸的通道響應，由於系統的散射領航訊號的特殊排列方式，會使得每個符元中的領航訊號的密度會變為原來的4倍。

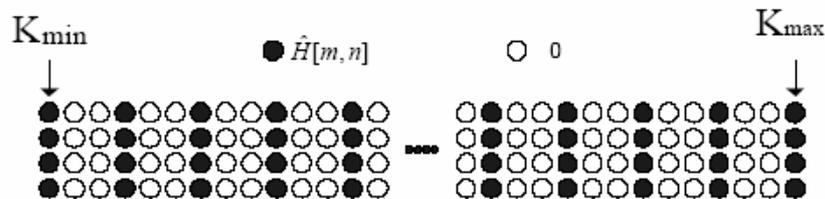


圖 3.30 經過線性內插法估計出時間軸通道響應的散射領航訊號

由上圖看出，可容忍的通道延遲由原本的1/12增加為1/3個有效符元長度。

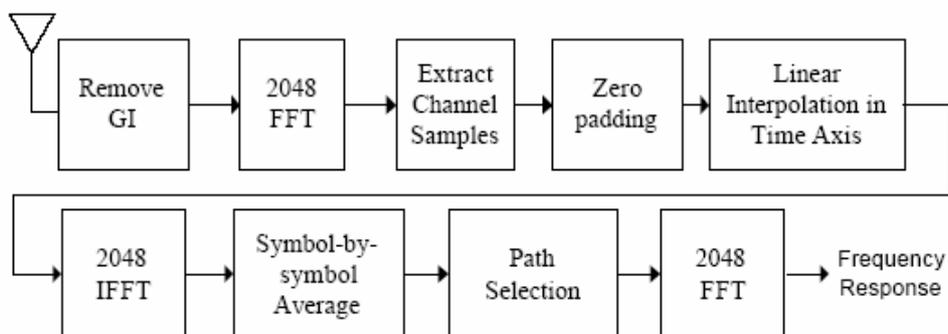


圖 3.31 兩串連一維線性內插及快速傅立葉轉換法

3.2.2.2.5.d 改良式線性最小均方差通道估測法

在 DVB-T 的標準中用的是散射領航訊號來估計通道，因此我們只能知道特定次載波位置上的 \hat{h}_{LS} ，但在 3.2.2.2.3 所提到的改良式線性最小均方差通道估測法卻必須知道完整的 \hat{h}_{LS} ，因此我們可以利用 3.2.2.2.2 及 3.2.2.2.3 節中所提到的串連型一維線性內插與一維快速富利葉轉換內插法方法來求得完整的 \hat{h}_{LS} ，接著再做 2.2.4.2 中的線性最小均方差通道估測法，整個流程圖如圖 2.13 所示

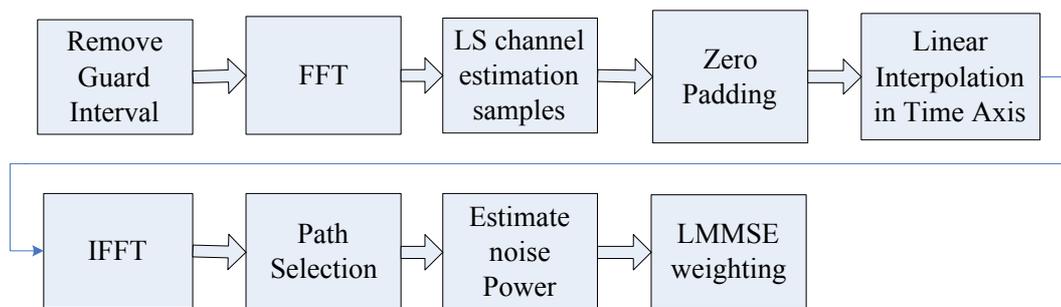


圖 3.32 用於 DVB-T 系統的改良式線性最小均方差通道估測法

3.2.3 DVB-T 系統資料偵測與決策器架構之設計

3.2.3.1 通道等化器

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

一個次載波而言，即為單閥等化器（one-tap equalizer）。

由於，DVB-T 接收機經 IFFT 之後得頻域訊號，所以我們以頻域觀點來設計通道等化器設計，圖 3.1 顯示一系統傳送訊號經通道至接收端簡圖。

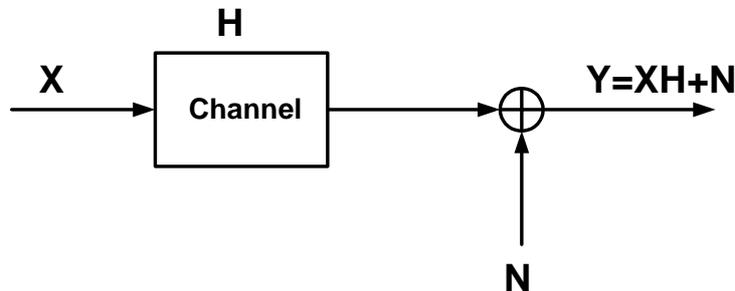


圖 3.33 傳送訊號經通道至接收端簡圖

X 表示為傳送端的傳送訊號，通道的頻域響應為 H ， N 為可加性白色高斯雜訊（AWGN）。則接收端所收到的訊號 Y 為傳送訊號乘上通道的頻域響應再加上可加性白色高斯雜訊即（3.64）。

$$\mathbf{Y} = \mathbf{X}\mathbf{H} + \mathbf{N} \quad (3.64)$$

通道等化器的主要目的是為了等化傳送訊號所受到通道影響的震幅失真。所以，我們可經由反乘通道參數，而求得傳送訊號，即如（3.65）。

$$\hat{\mathbf{X}} = \frac{\mathbf{Y}}{\mathbf{H}} \quad (3.65)$$

而通道參數可以藉由第二章所提的幾個方法估得，所以實際上的通道等化器工作公式如（3.66）。

$$\hat{\mathbf{X}} = \frac{\mathbf{Y}}{\hat{\mathbf{H}}} \quad (3.66)$$

由（3.66）可看出，逼零等化器的缺點是忽略可加性雜訊的影響，因此，它會造成重大的雜訊增強效果，當通道的頻域響應 \mathbf{H} 或 $\hat{\mathbf{H}}$ 很小，則逼零等化器的補償帶來了大的增益，同時，雜訊也被增強了許多。

3.2.3.2 決策器架構

DVB-T 訊號的調變方式共有五種，其調變方式會記錄在 TPS 訊號內（即 s25~s29 bits），因此經過同步及解出 TPS 訊號後，即可依照 TPS 所記載的調變方式及階層參數（hierarchical parameter）進行解調之工作。其運作方式如圖 3.34 所示。

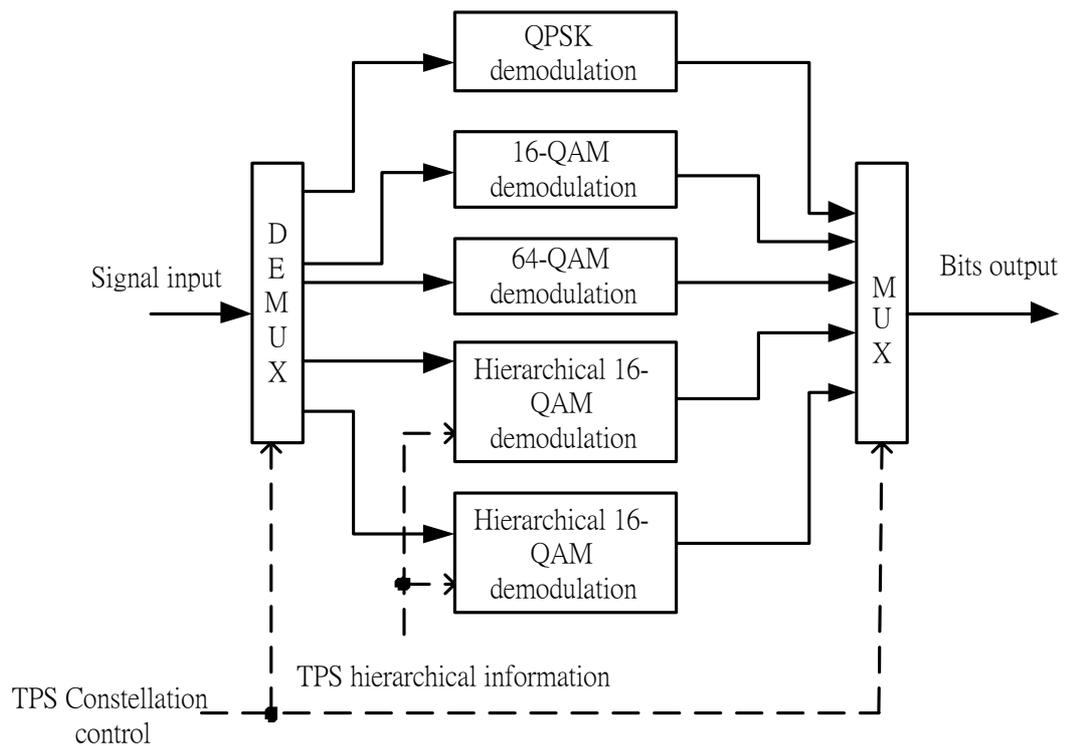


圖 3.34 DVB-T 訊號解調器

由圖 3.34 可知訊號進入解調器後，會由 TPS 訊號及階層訊號控制其解調的方式，並進行解調工作。解調後之訊號會送到下一級之內層反交錯器 (inner deinterleaver) 作之後的運算。

3.2.4 DVB-T Viterbi 更正碼解碼系統架

構之設計

3.2.4.1 傳統 Viterbi 更正碼解碼演算法

DVB-T 系統的內層通道編碼在接收端的解碼設計採用 Viterbi 解碼器 (Viterbi Decoder)。Viterbi 解碼的運作原理是依照最大相似性解碼 (Maximum Likelihood Decoding)。即將式子(3.67)所表示的後置機率最大化。[6]

$$P(\bar{r} | \bar{v}) = \prod_{i=0}^{n-1} P(r_i | v_i) \quad (3.67)$$

其中 \bar{v} 代表傳送端所傳送的碼序列， \bar{r} 代表經過含有雜訊通道的接收序列。

最大相似性解碼器選擇一個碼序列 \bar{v} 使得式子 最大化，此時的解碼錯誤機率會是最小。將式子 兩邊同取對數，對於二元對稱通道 (BSC)，式子(3.67)可以改寫成式子(3.68)：

$$P(\bar{r} | \bar{v}) = \prod_{i=0}^{n-1} (1-p) \left(\frac{p}{1-p}\right)^{d_H(r_i, v_i)} \quad (3.68)$$

其中 r_i 與 v_i 的漢明距離 (Hamming distance) $d_H(r_i, v_i) = 1$ ，當 $r_i \neq v_i$ ，反之 $d_H(r_i, v_i) = 0$ ，當 $r_i = v_i$ 。

由式子(3.68)可以看出，最大相似性解碼與最小距離解碼 (Minimum Distance Decoding) 在二位元對稱通道情形下是相同的。即相當於選擇一個碼序列 \bar{v} 使得式子(3.69)最小化。

$$d_H(\bar{r}, \bar{v}) = \sum_{i=0}^{n-1} d_H(r_i, v_i) \quad (3.69)$$

Viterbi 解碼是利用格子狀結構 (Trellis) 反覆的進行以下將介紹的解碼程序，來找出最接近接收序列 \bar{r} 的碼序列 \bar{v} 。演算法比較進入節點的兩個路徑，距離較短的路徑保留，另一條則放棄。以下說明 Viterbi 解碼的運作原理：先假設母迴旋編碼器的強制長度 (Constraint Length) 為 $m+1$ ，表示一個訊息位元輸入編碼器後能影響輸出的移位數目。以及編碼率為 $1/n$ 。

$S_i^{(k)}$ 表示第 i 級的狀態 (State)， $k = 0, 1, \dots, 2^m - 1$ ，在格子狀結構中，每個狀態

$S_i^{(k)}$ 均有一個對應的累積權重 (State Metric or Metric) $M(S_i^{(k)})$ ，及對應的路徑

(Path) $\bar{y}^{(k)}$ 。每個分支均有對應的碼 $\bar{v}[i] = (v_0[i], v_1[i], \dots, v_{n-1}[i])$ 。

$\bar{r}[i] = (r_0[i], r_1[i], \dots, r_{n-1}[i])$ 表示經過含雜訊通道的輸出。

在剛開始進行 Viterbi 解碼前 ($i=0$)，需要先初始權重及路徑：

$$M(S_0^{(k)}) = 0, \quad \bar{y}_0^{(k)} = (.) \quad (\text{empty})$$

接著每一級均進行以下相同的解碼程序：

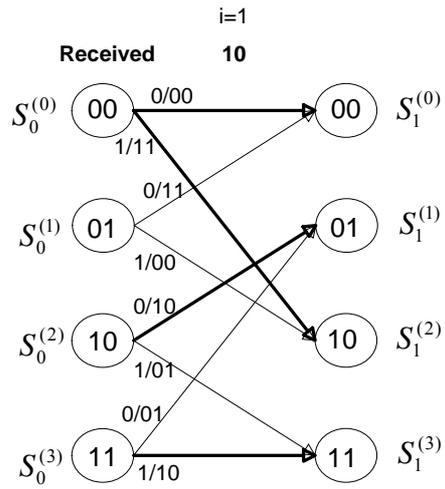


圖 3.35 格子狀結構圖 (code rate 1/2 , 4-state)

Step 1: 計算每個分支的權重 (Branch Metric) :

$$BM_i^{(b)} = d_H(\bar{r}[i], \bar{v}[i])$$

$$\text{其中 } b \equiv \sum_{l=0}^{n-1} v_l[i] 2^{n-1-l}$$

Step 2: 對於每一個狀態 $S_i^{(k)}, k = 0, 1, \dots, 2^m - 1$ ，將兩個會進入此狀態的分支在 Step

1 計算出的權重 $BM_i^{(b_1)}, BM_i^{(b_2)}$ ，加上進入的分支之前狀態的累積權重 $M(S_{i-1}^{(k_1)}), M(S_{i-1}^{(k_2)})$ 後，比較並且選擇較小相加後的權重的分支，於是產生新的累積權重：

$$M(S_i^{(k)}) = \min \{ M(S_{i-1}^{(k_1)}) + BM_i^{(b_1)}, M(S_{i-1}^{(k_2)}) + BM_i^{(b_2)} \}$$

Step 3: 對於每一個狀態 $S_i^{(k)}, k = 0, 1, \dots, 2^m - 1$ ，將 Step 2 勝出的分支，在前一級

停留的狀態的殘存路徑 (Survivor Paths)，加入勝出分支的碼 $\bar{v}_{k_j}, j \in \{1, 2\}$ ，更新並儲存新的殘存路徑 $\bar{y}^{(k)}$ 以及其距離：

$$\bar{y}_i^{(k)} = (\bar{y}_{i-1}^{(k_j)}, \bar{v}_{k_j})$$

Step 4: 當 i 大於解碼深度 L 時， $\bar{y}_{i-L}^{(k)}$ 即為解碼器的輸出碼序列，其中 k' 指狀態

$S^{(k')}$ 有最小的累積權重。

設定 $i = i + 1$ 且返回步驟 Step 1 繼續進行解碼的動作。

以上的解碼步驟如圖四所示：

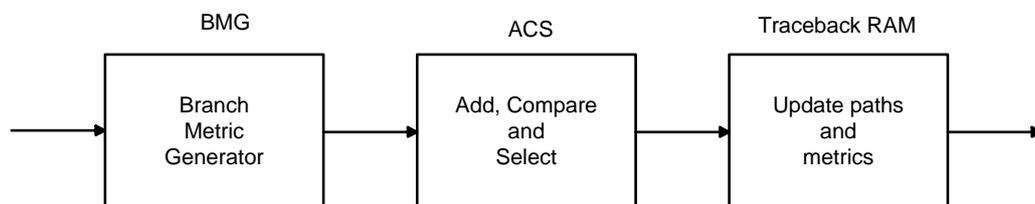


圖 3.36 Viterbi 解碼 方塊圖

由於系統接收端將不斷地接收序列，則 Viterbi 所需要的記憶空間就相當大，故我們的作法是截斷解碼器所需的記憶體空間，僅給一長度為 L 的解碼窗

(Decoding Window)，演算法利用有限長度的記憶空間做解調，如此觀察時序已經不再是最大相似性解碼的決定結果，但是當長度 L 夠長時，仍能得到滿意的解碼效果。在此我們選擇長度 $L=40$ 。

3.2.4.2 改良式 Viterbi 更正碼解碼演算法

經過 FFT 後轉回頻域上的訊號 \mathbf{Y} 接著送進單軌等化器，單軌等化器對每個次載波上的接收訊號分別進行通道匹配的動作。由於改良式威特比演算法需要碼位元的軟性資訊來進行解碼，所以這裡我們還需要計算輸出碼位元的軟性資訊。

首先經過 FFT 後第 k 個次載波上的接收訊號 Y_k 可表示為：

$$Y_k = H_k \cdot X_k + N_k \quad (3.70)$$

其中 $\mathbf{Y} = [Y_1, Y_2, \dots, Y_N]^T$ ， H_k 、 N_k 分別為通道頻率響應以及可加性白色高斯雜訊在第 k 個次載波上的頻率增益。

則經過單軌等化器進行通道等化的動作後，每個次載波上的訊號為：

$$X'_k = X_k + \frac{N_k}{H_k} \quad (3.71)$$

由上式 X_k 、 Y_k 以及 H_k 之特定的關係，我們可以計算出通道等化後次載波上訊號的統計平均值及變異數如下式：

$$\begin{aligned} \mu_{X'_k} &= E[X'_k] = X_k + \frac{1}{H_k} E[N_k] = X_k \\ \sigma_{X'_k}^2 &= \text{Var}[X'_k] = E\left[(X'_k - \mu_{X'_k})^2\right] = E\left[\left(\frac{N_k}{H_k}\right)^2\right] = \frac{\sigma_n^2}{\|H_k\|^2} \end{aligned} \quad (3.72)$$

同樣地，我們可以得到 X'_k 上實部、虛部的統計平均值及變異數：

$$\begin{aligned} \mu_{\text{Re}\{X'_k\}} &= E[\text{Re}\{X'_k\}] = \text{Re}\{X_k\} \\ \sigma_{\text{Re}\{X'_k\}}^2 &= \text{Var}[\text{Re}\{X'_k\}] = \frac{1}{2} \cdot \frac{\sigma_n^2}{\|H_k\|^2} \end{aligned} \quad (3.73)$$

因此利用以上的統計平均值及變異數，我們就可以得到輸出碼位元的軟性資訊的對數相似比（假設 c_k 為對應符元 X_k 實部上的資料）：

$$\begin{aligned}
LLR(c_k) &= \ln \frac{P[c_k = 1]}{P[c_k = 0]} = \ln \frac{P[\text{Re}\{X_k\} = 1/\sqrt{2}]}{P[\text{Re}\{X_k\} = -1/\sqrt{2}]} \\
&= \ln \frac{\exp\left(-\frac{(\text{Re}\{X'_k\} - 1/\sqrt{2})^2}{2 \cdot \sigma_{\text{Re}\{X'_k\}}^2}\right)}{\exp\left(-\frac{(\text{Re}\{X'_k\} + 1/\sqrt{2})^2}{2 \cdot \sigma_{\text{Re}\{X'_k\}}^2}\right)} \\
&= \sqrt{2} \cdot \frac{\text{Re}\{X'_k\}}{\sigma_{\text{Re}\{X'_k\}}^2} \propto \frac{\text{Re}\{X'_k\}}{\sigma_n^2 / \|H_k\|^2} = \text{Re}\{X'_k\} \cdot \frac{\|H_k\|^2}{\sigma_n^2}
\end{aligned} \tag{3.74}$$

由(3.74)式得到的軟式資訊可以看出通道狀態資訊已經被考慮進去，通道狀態資訊可評估特定次載波上所帶資訊的可靠度。由於傳統的單軌等化器有一個極嚴重的缺失，就是會造成某些特地載波頻率上輸出雜訊放大的問題，這就是由於當通道環境在此特定載波頻率上衰減的情況很嚴重時，則等化器進行通道匹配的動作同時也會讓此頻率上的雜訊乘上一個極大的通道頻率增益，故此時等化器輸出的資料是極不可靠的。因此我們考慮通道狀態資訊，也就是能讓後級的解碼器知道碼序列的可靠度，便可增加解碼器解碼的準確性。

由於接收端解碼器收到的訊息從原本是經過硬式決策的二位元 0 與 1，改成接收從單軌等化器輸出訊號的軟性資訊，也就是可視為解碼器收到碼序列的可靠度，因此威特比演算法解碼也採取計算可利用接收訊號的可靠度的歐幾里德距離，取代原本漢明距離的計算。

假設迴旋編碼器的輸出為 $\mathbf{a} = [a_1, a_2, \dots, a_n]^T$ 、解碼器輸入為 $\mathbf{b} = [b_1, b_2, \dots, b_n]^T$ ，其中迴旋編碼器的編碼率為 $1/n$ ，則歐幾里德距離的計算如以下數學式：

$$\begin{aligned}
\text{Euclidean distance} &= (a_1 - b_1)^2 + (a_2 - b_2)^2 + \dots + (a_n - b_n)^2 \\
&\propto -(a_1 b_1 + a_2 b_2 + \dots + a_n b_n)
\end{aligned} \tag{3.75}$$

由第一章所述，對於威特比解碼器而言，威特比演算法為一最大相似性序列估測器，其是對整個序列找出一條使得相似函數最大的路徑，由(3.75)式可等效

於使 $\sum(a_1b_1 + a_2b_2 + \dots + a_nb_n)$ 最大。然而這裡解碼器收到的資料序列 \mathbf{b} 已經被軟性單軌等化器所計算出的軟性資訊所取代，故我們從 $(a_1b_1 + a_2b_2 + \dots + a_nb_n)$ 可以得知，具有可靠度的軟性資訊將成為解碼器計算歐幾里得距離時所增加的權重。當收下來的位元序列遭遇衰減情況嚴重的通道環境，而造成位元的可靠度極差時，會讓此碼位元的軟性資訊極小，所以計算歐幾里得距離作為 branch metric 時就相當於乘上一個較小的權重，相反地，當收下來的位元序列可靠度極佳時，就相當於給 branch metric 一個較大的權重，來幫助解碼器做正確的判斷。

3.2.5 DVB-T Reed-Solomon 碼解碼之架

構設計

里德—所羅門碼 (Reed-Solomon Code, RS Code) 的編碼與解碼過程是透過有限場 (Finite field) 來完成整個過程。有限場 (Finite field) 亦可稱為 Galois Field。假設一個 Finite field 裡有 q 個元素 (elements)，通常表示為 $GF(q)$ ，其中 Finite field 裡面的元素個數 q 一定是以 p^m 的個數來表示， p 在此表示為一個質數，而 m 表示為一個正整數。在 Finite field 裡的元素 α 其次方 (order) 為最小的正整數 m ，且滿足 $\alpha^m = 1$ 。[6,21]

假設 α 為 $GF(q)$ 中的一個原始元素，所以連續 $q-1$ 個 α 的次方所表示出的數值是相異的，所以 $GF(q)$ 總共有 $q-1$ 個非零的元素，分別表示成 $\{1, \alpha, \alpha^2, \dots, \alpha^{q-2}\}$ 。

Reed-Solomon Code 其編碼方式如下，假設有一連串 k 個的消息符號 (information symbol)，表示成 $\{m_0, m_1, \dots, m_{k-2}, m_{k-1}\}$ ，經過編碼後的 Reed-Solomon Code 以 c 碼字 (code word) 來表示，且 $GF(q)$ 裡總共有 q 個元素。

c 碼字為

$$c = (c_0, c_1, \dots, c_{q-1}) = [d(0), d(\alpha), d(\alpha^2), \dots, d(\alpha^{q-1})]。$$

其中

$$\begin{aligned}
d(0) &= m_0 \\
d(\alpha) &= m_0 + m_1\alpha + m_2\alpha^2 + \dots + m_{k-1}\alpha^{k-1} \\
d(\alpha^2) &= m_0 + m_1\alpha^2 + m_2\alpha^4 + \dots + m_{k-1}\alpha^{2(k-1)} \\
&\vdots \\
d(\alpha^{q-1}) &= m_0 + m_1\alpha^{q-1} + m_2\alpha^{2(k-1)} + \dots + m_{k-1}\alpha^{(k-1)(q-1)}
\end{aligned}$$

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 1 & \alpha & \alpha^2 & \dots & \alpha^{(k-1)} \\ 1 & \alpha^2 & \alpha^4 & \dots & \alpha^{2(k-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \alpha^{(k-1)} & \alpha^{2(k-1)} & \dots & \alpha^{(k-1)(k-1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} m_0 \\ m_1 \\ m_2 \\ \vdots \\ m_{k-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P(0) \\ P(\alpha) \\ P(\alpha^2) \\ \vdots \\ P(\alpha^{k-1}) \end{bmatrix}$$

以上的 Reed-Solomon Code 表示法可以寫成 (n, k) RS Code，其中 n 代表輸入的消息符號 (information symbol) 長度，而 k 代表經過編碼後的碼字 (code word) 長度。以 $\frac{k}{n}$ 來表示 Reed-Solomon Code 的編碼率 (Code Rate)，其中同位元檢查碼的長度 (parity-check symbols) 為 $n - k$ 個。

假設 Reed-Solomon Code 的產生多項式 (generator polynomial) 為 $g(x)$ ， $g(x) = \prod_{i=0}^{n-k-1} (x + \alpha^{h+i}) = g_0 + g_1x + \dots + g_{n-k}x^{n-k}$ ， h 為一常數。同位元檢查碼 (parity-check symbols) 為 p ， $p = [p_0, p_1, \dots, p_{n-k-1}]$ ，所以碼字 (code word) 為 C ，是消息符號 (information symbol) 後面加上同位元檢查碼 (parity-check symbols) 所產生的， $C = [c_0, c_1, \dots, c_{n-1}] = [p_0, p_1, \dots, p_{2t-1}, d_0, d_1, \dots, d_{k-1}]$

$$\begin{aligned}
c(x) &= c_0 + c_1x + c_2x^2 + \dots + c_{n-1}x^{n-1} \\
\Rightarrow c(x) &= d(x)g(x) = p(x) + x^{n-k}d(x) \quad \text{where } p(x) = \sum_{i=0}^{2t-1} p_i x^i
\end{aligned}$$

其中同位元檢查碼 (parity-check symbols) 的選擇是由產生多項式 (generator polynomial) $g(x)$ 可以整除碼字 (code word) 多項式 $c(x)$ ，由此可知 $p(x) = R_{g(x)}[x^{n-k}d(x)]$ ，而符號 $R_{g(x)}[\cdot]$ 代表被產生多項式 (generator polynomial) $g(x)$ 除之後所剩下的餘數。

綜合以上編碼的方式，可以整理出下列三個編碼步驟：

Step1. 由消息符號（information symbol）得出消息符號多項式 $d(x)$ ，

$$d(x) = m_0 + m_1x + \dots + m_{k-2}x^{k-2} + m_{k-1}x^{k-1}$$

Step2. 求出 $p(x) = R_{g(x)}[x^{n-k}d(x)]$

Step3. 由消息符號多項式 $d(x)$ 後面加上同位元檢查碼多項式 $p(x)$ 即可求出碼字多項式。

Reed-Solomon Code 其解碼方式如下，假設錯誤向量（error vector）為 $e = [e_0, e_1, \dots, e_{n-1}]$ ，所以錯誤多項式為 $e(x) = e_0 + e_1x + \dots + e_{n-1}x^{n-1}$ ，所以訊號經過通道之後所接收到的訊號為碼字多項式加上錯誤多項式， $v(x) = c(x) + e(x) = v_0 + v_1x + \dots + v_{n-1}x^{n-1}$ ，可以由產生多項式（generator polynomial） $g(x)$ 的根 $\{\alpha, \alpha^2, \dots, \alpha^{2t}\}$ 算出。因為碼字多項式（code word polynomial） $c(x)$ 可以被產生多項式（generator polynomial） $g(x)$ 整除，而且 $g(\alpha^i) = 0$ for $i = 1, 2, \dots, 2t$ ，其中 $t = n - k$ 代表 Reed-Solomon Code 可以更正的錯誤數量。

$$v(\alpha^j) = c(\alpha^j) + e(\alpha^j) = e(\alpha^j)$$

$$= \sum_{i=0}^{n-1} e_i \alpha^{ij}, \quad j = 1, 2, \dots, 2t$$

$$\text{(syndromes) 多項式 } S_j, \quad S_j \triangleq v(\alpha^j) = \sum_{i=0}^{n-1} e_i \alpha^{ij}, \quad j = 1, 2, \dots, 2t。$$

假設經過通道後有發生 v 個錯誤， $0 \leq v \leq t$ ，這些 v 個錯誤發生在不知道的位置上 i_1, i_2, \dots, i_v ，所以可以知道錯誤的多項式為 $e(x) = e_{i_1}x^{i_1} + e_{i_2}x^{i_2} + \dots + e_{i_v}x^{i_v}$ ， e_{i_l} 代表第 l 個位置錯誤的值。 $S_1 = v(\alpha) = e(\alpha) = e_{i_1}\alpha^{i_1} + e_{i_2}\alpha^{i_2} + \dots + e_{i_v}\alpha^{i_v}$ 。定義錯誤的值為 $Y_l = e_{i_l}$ for $l = 1, 2, \dots, v$ ，而錯誤位置為 $X_l = \alpha^{i_l}$ ， i_l 表示第 l 個錯誤的真實位置。

$$S_1 = v(\alpha) = e(\alpha) = e_{i_1} \alpha^{i_1} + e_{i_2} \alpha^{i_2} + \dots + e_{i_v} \alpha^{i_v} \\ = Y_1 X_1 + Y_2 X_2 + \dots + Y_v X_v$$

$$S_j = Y_1 X_1^j + Y_2 X_2^j + \dots + Y_v X_v^j, \quad j = 1, 2, \dots, 2t$$

所以整個解碼過程有下列兩個步驟：

Step1. 計算特徵多項式 $S_j \square v(\alpha^j) = \sum_{i=0}^{n-1} e_i \alpha^{ij}, \quad j = 1, 2, \dots, 2t$

Step2. 由 $S_j = Y_1 X_1^j + Y_2 X_2^j + \dots + Y_v X_v^j, \quad j = 1, 2, \dots, 2t$ 總共 $2t$ 個非線性多項式可以分別解出錯誤的位置還有錯誤的值。

為了有效率來解出以上介紹 Reed-Solomon Code 錯誤的值，發展出一種演算法來解碼，稱為 Forney's algorithm。Forney's algorithm 中定義一些參數：

特徵多項式 (syndrome polynomial) $S(x)$ ， $S(x) = \sum_{i=1}^{2t} S_i x^i$ 。

錯誤位置多項式 (error locator polynomial) 為 $\Lambda(x)$

$$\Lambda(x) \square 1 + \Lambda_1 x + \dots + \Lambda_v x^v$$

$$\square \prod_{l=1}^v (1 - xX_l), \quad X_l = \alpha^{i_l} \quad \text{把 } \Lambda(x) \text{ 一次微分得到 } \Lambda'(x)$$

$$\Lambda'(x) = \left[\prod_{l=1}^v (1 - xX_l) \right]' = - \sum_{l=1}^v \left[X_l \prod_{j \neq l} (1 - xX_j) \right]$$

$$\Rightarrow \Lambda'(X_k^{-1}) = - \sum_{l=1}^v \left[X_l \prod_{j \neq l} (1 - X_k^{-1} X_j) \right] = -X_k \prod_{j \neq k} (1 - X_k^{-1} X_j)$$

錯誤值多項式 (error evaluator polynomial) 為 $\Omega(x)$ ， $\Omega(x) = \Lambda(x)[1 + S(x)]$

$$\begin{aligned}\Omega(X_k^{-1}) &= \Lambda(X_k^{-1}) + \sum_{l=1}^v \left[e_{jl} X_l X_k^{-1} \prod_{j \neq l} (1 - X_j X_k^{-1}) \right] \\ &= e_{ik} \prod_{j \neq k} (1 - X_j X_k^{-1}) \\ &= -e_{ik} \frac{\Lambda'(X_k^{-1})}{X_k} \\ \Rightarrow e_{ik} &= -\frac{X_k \Omega(X_k^{-1})}{\Lambda'(X_k^{-1})}\end{aligned}$$

而要算出錯誤位置多項式 (error locator polynomial) 的係數則要下列的步驟，

$$\begin{aligned}\Lambda(x) &= 1 + \Lambda_1 x + \dots + \Lambda_v x^v, \quad x = X_l^{-1} \text{ 且兩邊同時乘上 } Y_l X_l^{j+v} \\ \Rightarrow Y_l (X_l^{j+v} + \Lambda_1 X_l^{j+v-1} + \dots + \Lambda_v X_l^j) &= 0, \quad l = 1, 2, \dots, v \\ \Rightarrow \sum_{l=1}^v Y_l X_l^{j+v} + \Lambda_1 \sum_{l=1}^v Y_l X_l^{j+v-1} + \dots + \Lambda_v \sum_{l=1}^v Y_l X_l^j &= 0 \\ \Rightarrow \Lambda_1 S_{j+v-1} + \Lambda_2 S_{j+v-2} + \dots + \Lambda_v S_j &= -S_{j+v}, \quad j = 1, 2, \dots, v \\ (\because S_j = Y_1 X_1^j + Y_2 X_2^j + \dots + Y_v X_v^j, \quad j = 1, 2, \dots, 2t) \\ \Rightarrow \begin{bmatrix} S_1 & S_2 & \dots & \dots & S_v \\ S_2 & S_3 & \dots & \dots & S_{v+1} \\ \vdots & \vdots & \dots & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \dots & \dots & \vdots \\ S_v & S_{v+1} & \dots & \dots & S_{2v-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Lambda_v \\ \Lambda_{v-1} \\ \vdots \\ \vdots \\ \Lambda_1 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -S_{v+1} \\ -S_{v+2} \\ \vdots \\ \vdots \\ -S_{2v} \end{bmatrix}\end{aligned}$$

首先假設 $v = t$ ，進而計算 $\begin{bmatrix} S_1 & S_2 & \dots & \dots & S_v \\ S_2 & S_3 & \dots & \dots & S_{v+1} \\ \vdots & \vdots & \dots & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \dots & \dots & \vdots \\ S_v & S_{v+1} & \dots & \dots & S_{2v-1} \end{bmatrix}$ 的行列式，若行列式 $\neq 0$ ，

表示 v 為 Reed-Solomon Code 可以更正 t 錯誤的值，若行列式=0，則就逐次把 v 減 1，直到行列式不為零才停止，此時 v 就是實際錯誤的個數了，也得出錯誤的值了。

然而上面這種解碼方法非常沒有效率，所以另外有一種演算法可以改進此問題，此演算法稱為 Berlekamp-Massey Algorithm，以下為此演算法的詳細介紹。

由
$$\begin{bmatrix} S_1 & S_2 & \cdots & \cdots & S_v \\ S_2 & S_3 & \cdots & \cdots & S_{v+1} \\ \vdots & \vdots & \cdots & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \cdots & \cdots & \vdots \\ S_v & S_{v+1} & \cdots & \cdots & S_{2v-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Lambda_v \\ \Lambda_{v-1} \\ \vdots \\ \vdots \\ \Lambda_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -S_{v+1} \\ -S_{v+2} \\ \vdots \\ \vdots \\ -S_{2v} \end{bmatrix}$$
 可以求出

$S_j = -\sum_{i=1}^v \Lambda_i S_{j-i}$ $j = v+1, v+2, \dots, 2v$, Berlekamp-Massey Algorithm 可以用遞迴的方式來計算錯誤值多項式 (error evaluator polynomial) $\Omega(x)$ 。

$$\Delta_i = \sum_{j=0}^{i-1} \Lambda_j^{(i-1)} S_{i-j}$$

定義 $L_i = \delta(i - L_{i-1}) + (1 - \delta)L_{i-1}$ for $i = 1, 2, \dots, 2t$

$$\begin{bmatrix} \Delta^{(i)}(x) \\ B^{(i)}(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\Delta_i x \\ \Delta_i^{-1} \delta & (1 - \delta)x \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Lambda^{(i-1)}(x) \\ B^{(i-1)}(x) \end{bmatrix}$$

第一次遞迴的初始值 $\Lambda_i^{(0)}(x) = 1$, $B^{(0)}(x) = 1$, $L_0 = 0$ 且 $\delta = 1$ if both $\Delta_i \neq 0$ and $2L_{i-1} \leq i - 1$, otherwise $\delta = 0$

所以導出 $S_i + \sum_{j=1}^{i-1} \Lambda_j^{(2t)} S_{i-j} = 0$, $i = L_{2t+1}, \dots, 2t$ 又因為 $\Omega(x) = \Lambda(x)[1 + S(x)]$ 所以

導出
$$\begin{bmatrix} \Omega^{(i)}(x) \\ A^{(i)}(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\Delta_i x \\ \Delta_i^{-1} \delta & (1 - \delta)x \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Omega^{(i-1)}(x) \\ A^{(i-1)}(x) \end{bmatrix}$$

一開始把暫存的多項式 (temporary polynomial) $A(x)$ 預設為零，且 $\Omega^{(0)}(x)$ 也預設為零，經過上列式子的運算過 $2t$ 次後就可以得到錯誤值多項式 (error evaluator polynomial) $\Omega(x)$ 了，用 Berlekamp-Massey Algorithm 可以利用遞迴的方法使得解碼更有效率。

4 DAB與DVB-T系統整合之架構

4.1 簡介

數位音響廣播系統(以下簡稱 DAB 系統)與數位影像廣播地面廣播系統(以下簡稱 DVB-T 系統)之運作有甚多相似之處，因此可利用電路共用之方式，一方面提高系統區塊使用之效能，另一方面可以藉由軟體之控制,達成系統操作軟體化，因此一電路架構可運用於多方面之使用。在本章中，我們將會對 DAB 及 DVB-T 系統分別做解調器 (Demodulator) 及向前錯誤更正解碼器 (Forward Error Correction Decoder) 整合，我們將分別介紹這兩個整合的子系統。

4.2 DAB 與 DVB-T 系統解調器

(Demodulator) 整合架構設計

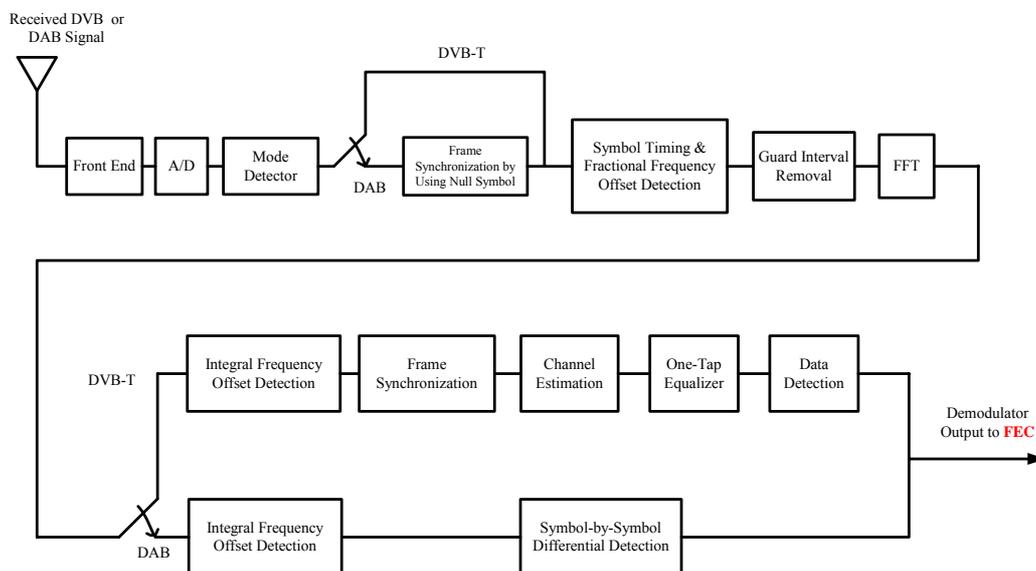


圖 4.1 DVB-T 與 DAB 解調器整合架構圖

由 DAB 及 DVB-T 系統解調器 (demodulator) 整合架構如圖 4.1 所示。所接收到的 DVB 或 DAB 訊號先經過 RF Front End 模組，包括混波器 (Mixer)，低通濾波器 (LPF)，自動增益調整器 (AGC)，將射頻訊號降至基頻 (Baseband)，再經過類比轉數位處理 (ADC)，可得數位基頻訊號。如果是 DAB 系統則切換

到碼框同步處理之電路；而如果是 DVB-T 系統則是會直接通過(By Pass)。之後我們將 DVB 與 DAB 兩系統的符元同步及小數頻率偏移偵測(Symbol Timing and Fractional Frequency Offset Detection)之工作予以整合，其細部之參數調整將可由軟體控制，達到不同系統之計算處理。所接收到的 DVB 或 DAB 訊號經過符元同步及小數頻率偏移補償後，除去護衛區間後做快速傅立葉轉換運算。在此訊號由時域轉到頻域。關於傅立葉轉換運算的整合將於 4.3 小節做介紹。

DAB 與 DVB-T 系統皆需要做整數頻率偏移偵測之工作，但二者所使用的方式不同。因此在此階段將依系統不同切換成 DAB 或 DVB-T 系統之處理方式。

DVB 系統利用連續領航符元，估出整數頻率偏移，接著，DVB-T 系統需要做碼框同步之工作，其利用傳輸參數訊號(Transmission Parameter Signaling, TPS)次載波來作碼框同步。再利用散射領航符元，估出傳送訊號的通道參數並利用估出的通道參數，及通道等化器將通道效應去除。最後將經過等化之後的 DVB 訊號做訊號偵測，接著用硬式決策器，直接將資料位元判定為 0 或 1，以解調出傳送的 DVB 訊號，至此解調器的工作已完成。將所解調出的 DVB 訊號送至下一級外層接收機(Outer Receiver)進行向前錯誤更正 (Forward Error Correction)；而 DAB 系統因為已於前級完成碼框同步，因此在這階段 DAB 訊號只需要做整數頻率偏移偵測及差分四相位移鍵的解調工作即可。其整數頻率移偵測是利用收到訊號之第二個符元，即相位參考符元之資訊來達成。DAB 系統在完成整數頻率偏移偵測後，即完成訊號同步的程序。因此在完成訊號同步之後，接下來的訊號即可送到外層接收機(Outer Receiver)進行解調，以決定資料數值。

4.3 DAB 與 DVB-T 系統 Viterbi 更正

碼解碼系統架構整合之設計

由於 DAB 系統的通道編碼以及 DVB-T 系統的內層通道編碼，均採用經過打孔程序後的迴旋編碼技術，因此在接收機解碼系統的部份可以採取整合的方式來運作。先從發射端的角度來看，DAB 系統的母迴旋編碼器是採用編碼率為 1/4，及編碼器的產生多項式 (The Generator Polynomials) 以八進位來表示分別為 133、171、145 及 133 的方式產生編碼數值，而對於 DVB-T 系統的母迴旋編碼器，是採用編碼率 1/2，產生多項式分別為 171、133 的方式來產生編碼數值，因此可以發現 DVB-T 系統母迴旋編碼器的兩個輸出，可以由 DAB 系統的母迴旋編碼器來產生，因此可以清楚知道其接收端可以用相同的威特比解碼器來作解碼的動作，其使用上只需在演算法運算的參數作些微調整即可。但是由於兩個系統在編碼時，所使用的打孔方式差異極大，故在接收端解碼器運算之前的解打孔程序需要分開進行，接著才將補完零後的序列送進共用的威特比演算法解碼器。當

執行 DAB 系統時，則設定威特比演算法解碼的參數 $n=4$ ，若執行 DVB-T 系統時，則設定參數 $n=2$ ，圖 4.2 為 DAB 與 DVB-T 系統共用威特比更正碼解碼系統的整合架構。

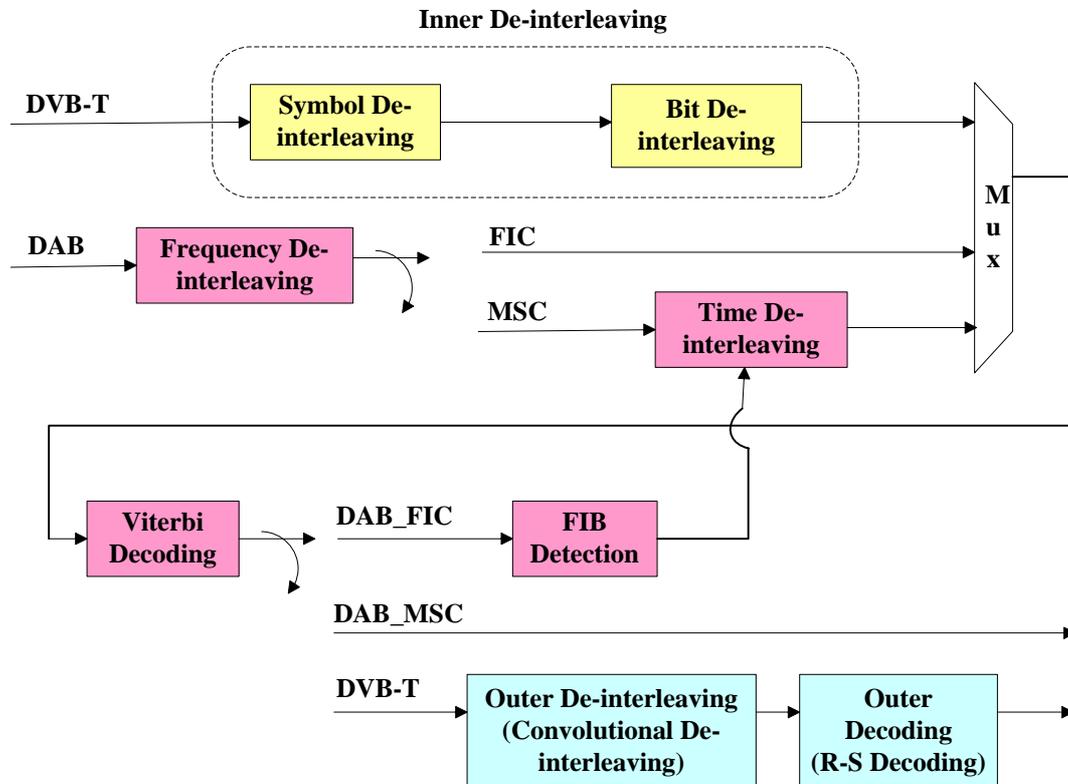


圖 4.2 DAB 及 DVB-T Viterbi 解碼器整合之架構

由圖可以看得出來，訊號在解碼的開始會先進入解交錯器作解交錯的動作，當系統是運作在 DAB 系統時，解交錯器會先作頻域的解交錯(frequency deinterleaving)，然後再作時域的解交錯，如果訊號是快速資訊頻道(FIC)的資料，則因為在發射端並沒有作時域交錯的動作，接收端自然不需要作解交錯的動作，但如果訊號是主要服務頻道(MSC)的資料，則接收端需要作時域解交錯(time deinterleaving)。因為 DVB-T 系統的交錯方式與 DAB 系統不一樣，因此解交錯器的設計需要分開設計，當系統是運作在 DVB-T 系統時，則訊號要先進入內層解交錯器作解交錯，內層解交錯包括符元解交錯(symbol deinterleaving)及位元解交錯(bit deinterleaving)二個部份，符元解交錯是以符元為單位來作解交錯的動作，位元解交錯則是以位元為單位來作解交錯的動作。交錯及解交錯的動作，可以將受通道雜訊影響而產生錯誤的位元分散開來，如此經過解碼器的解碼，將可以有更好的正確率表現。

當接收到的訊號做好解交錯的動作之後，訊號將進入威特比解碼器做解碼動作，因為 DAB 系統及 DVB-T 系統的編碼方式都是迴旋碼，因此威特比解碼器可以共用，唯一的差別在於，二系統的編碼產生多項式的輸出個數不同(DAB 是

四個輸出，DVB-T 則是二個輸出)，因此解碼的時候則依照不同的系統，給與不同的狀態設定及對應的參數設定，詳細的威特比解碼原理如第二章及第三章所述。

由於 DAB 的時域解交錯器在不同的場合會有不一樣的解交錯長度，其長度由快速資訊區塊(FIB)的參數來決定，因此接收機需要將此參數偵測出來。快速資訊區塊(FIB)是在快速資訊頻道(FIC)裡，快速資訊頻道的資訊做好威特比解碼的動作之後，就進入快速資訊區塊偵測解出控制解交錯器的參數，解出來的參數將會控制接下來的時域解交錯器長度。如果是主要服務頻道的資訊，則經過威特比解碼之後，就直接送到外部接收機。

如果系統是 DVB-T 系統，則經過威特比解碼器之後，會進入外層解交錯器，解交錯的動作與目的和內層解交錯器類似，只不過這是為了加強外層里得所羅門解碼器的效能而設計，解交錯之後的訊號接著就進行里得所羅門解碼的運算，因為里得所羅門碼的表現在錯誤率很低的時候會有很好的編碼增益，因此一般都是先經過其他解碼器大大降低錯誤率之後，然後再進行里得所羅門解碼的運算，這也就是為何里得所羅門解碼器大部份都是放在外層。詳細的里得所羅門解碼原理，如第三章 DVB-T 里得所羅門碼的介紹。

4.4 DAB 與 DVB-T 系統快速符立葉轉換架構整合之設計

系統在除去護衛區間後，做快速傅立葉轉換運算。訊號是由時域轉到頻域，由於不同系統或者是相同系統不同模式下，快速傅立葉轉換之運算長度皆不同，因此在此級需要由軟體控制其不同點數之運算，調整所要處理的點數。在經過硬體架構及速度之分析，此級之快速傅立葉轉換可使用以記憶體為基底之單處理器架構，如圖 4.3 所示。不同點數之運算可由控制讀寫記憶體之位置來達成，以此架構為核心將可適用於 DAB 及 DVB-T 系統之所有模式操作[22]。

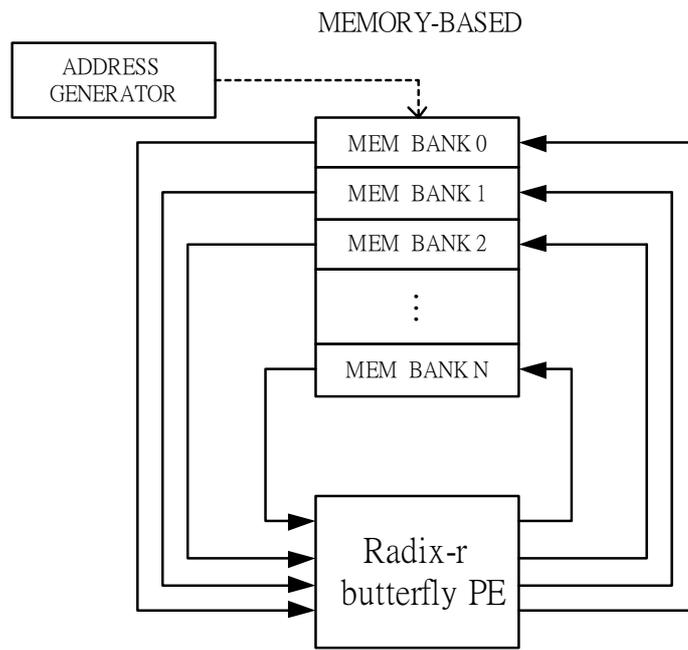


圖 4.3 單一處理器架構示意圖

5 系統模擬與效能分析

5.1 模擬環境與系統參數之設定

5.1.1 DAB 系統運作之模擬環境與系統

參數設定

➤ DAB 同步子系統

對於數位音響廣播系統各個同步方法的模擬，我們選用第三模式(Mode 3)來作為我們的模擬環境，以下是我們所使用的模擬參數：

表 5.1 模擬之數位音響廣播系統的相關模擬參數表

調變方式	Differential QPSK
載波頻率(carrier frequency)	3 GHz
有效頻寬(effective bandwidth)	1.536 MHz
取樣頻率(sampling rate)	2.048 MHz
次載波個數(number of subcarriers)	256
有效次載波個數(number of active subcarriers)	192
次載波頻率間隔(subcarrier frequency spacing)	8 kHz
有效符元時間(useful symbol duration)	125 μ s
護衛間隔(guard interval)	31 μ s
整個符元時間(total symbol duration)	156 μ s
空符元時間(null symbol duration)	168 μ s
碼框符元個數(number of symbols in a frame)	153
碼框時間(frame duration)	24 ms
車速(vehicle speed)	100 km/hr
最大都卜勒頻率(maximum Doppler frequency)	277.78 Hz
路徑個數(path number)	2
最大延遲時間(maximum delay spread)	25 μ s

模擬用的通道，我們採用AWGN通道與8路徑衰變通道。其中8路徑衰變通道是根據ETSN EN 300 744 1.4.1 所提供的通道模型改變而來的。

➤ Viterbi 解碼器

DAB Viterbi 解碼器模擬相關參數如下表所列：

表 5.2 模擬 Viterbi 解碼器之 DAB 相關參數

Number of Sub-carriers	2048
Number of Active Sub-carriers	1536
Sampling Interval	0.48 μ sec
Sub-carrier Frequency Spacing	1000 Hz
Guard Interval	1/4 T_U = 246 μ sec
Maximum Delay	15 T_s = 15*0.48 μ sec
Carrier Frequency f_c	375 MHz
Mobile Velocity	30, 90, 120 Km/hr
Path Number	2 path
Maximum Doppler Frequency	f_d ≈ 41.67 Hz
Modulation	DQPSK

模擬用的通道，我們採用AWGN通道與行動接收通道，通道參數詳列於下：

- AWGN 通道
- Fixed Multipath 通道（多路徑無Fading通道）
雙重路徑，能量比 1：1，通道最大延遲為15*7/64 μ sec 。
- 行動接收通道
通道的都卜勒頻率偏移和接收機的移動速度成正比，而都卜勒偏移又和通道的同調時間成反比。因此當接收機移動速度越快，代表通道變化越快。
模擬環境為：
雙重路徑，能量比 4：1，通道最大延遲為 15*7/64 μ sec，車速30km/hr、60km/hr，120 km/hr。

5.1.2 DVB-T 系統運作之模擬環境與系統參數設定

- 符元時間，載波頻率漂移

數位影像廣播訊號碼框架構及符元時間，載波頻率漂移模擬相關參數如下表所列：

表 5.3 模擬符元時間，載波頻率漂移之數位廣播系統相關參數

Number of Sub-carriers	2048
Number of Active Sub-carriers	1705
Sampling Interval	7/64 μ sec
Useful Symbol Duration	$T_U = 224 \mu$ sec
Sub-carrier Frequency Spacing	4464Hz
Effective Bandwidth	7.61Mhz
Guard Interval	1/32 $T_U = 7 \mu$ sec
Maximum Delay	60$T_S = 60 * 7/64 \mu$ sec
Coherent Bandwidth	4.816 carrier spacing
Carrier Frequency f_C	600MHz
Maximum Mobile Velocity	120Km/hr
Maximum Doppler Frequency	$f_d \sim 66.67\text{Hz}$
Maximum $f_d * T_U$	~ 0.0149
Total Pilot Power	176*(16/9)
Modulation	QPSK

模擬用的通道，我們採用AWGN通道與行動接收通道，通道參數詳列於下：

- AWGN 通道
- 行動接收通道

通道的都卜勒頻率偏移和接收機的移動速度成正比，而都卜勒偏移又和通道的同調時間成反比。因此當接收機移動速度越快，代表通道變化越快。

模擬環境為：

雙重路徑，能量比 1：1，通道最大延遲為 $60 \times 7/64$ sec，車速 30km/hr、90km/hr、120km/hr。

在模擬小數頻率漂移時，我們設定訊號所受的小數頻率漂移為 0.448 個載波頻率間隔。

➤ 碼框同步

表 5.4 模擬碼框同步之數位廣播系統相關參數

Number of Sub-carriers	2048
Number of Active Sub-carriers	1705
Sampling Interval	$7/64 \mu \text{ sec}$
Useful Symbol Duration	$T_U = 224 \mu \text{ sec}$
Sub-carrier Frequency Spacing	4464Hz
Effective Bandwidth	7.61Mhz
Guard Interval	$1/4 T_U = 56 \mu \text{ sec}$
Maximum Delay	$15T_s = 15 \times 7/64 \mu \text{ sec}$
Carrier Frequency f_c	600 MHz
Mobile Velocity	30, 60, 120 Km/hr
Path Number	2 paths
Maximum Doppler Frequency	$f_d = 66.667 \text{ Hz}$
Maximum $f_a \times T_U$	0.075 Sec
Modulation	QPSK

模擬使用通道：

- AWGN 通道
- 行動接收通道

雙重路徑，路徑功率比為 4:1，最大通道延遲為 $15 \times 7/64 \mu \text{sec}$ ，車速 30km/hr、60km/hr、120km/hr

➤ 通道估測

數位影像廣播通道估測模擬相關參數如下表所列：

表 5.5 模擬通道估測之數位廣播系統相關參數

Number of Sub-carriers	2048
Number of Active Sub-carriers	1705
Sampling Interval	7/64 μ sec
Useful Symbol Duration	$T_U = 224 \mu$ sec
Sub-carrier Frequency Spacing	4464Hz
Effective Bandwidth	7.61Mhz
Guard Interval	1/4 $T_U = 56 \mu$ sec
Maximum Delay	500TS = 500*7/64 μ sec
Coherent Bandwidth	4.816 carrier spacing
Carrier Frequency f_C	474MHz
Maximum Mobile Velocity	90Km/hr
Maximum Doppler Frequency	$f_d \sim 39.5$Hz
Maximum $f_d * T_U$	~ 0.01106
Total Pilot Power	176*(16/9)
Modulation	QPSK
Simulation Time	~ 10sec (47600 DVB-T symbols)

- 串聯一維快速傅立葉轉換及線性內插法

方法中的符元平均次數 (number of symbol-by-symbol average) 和路徑選擇門檻 (threshold of path selection)，較不易由理論值推斷出，因此利用模擬多種不同的通道參數後選擇符元平均次數為兩個符元，門檻設為最強路徑能量的 -13dB，在這個門檻以下的路徑皆捨去。

平均符元的目的在消除干擾及雜訊，理論上平均越多符元，干擾及雜訊的能量可減少越多。但由於通道會隨時間改變，使得選取的長度必須考慮到通道的同調時間 (coherent time)。一般可接受的範圍大約為：

$$T_{SYM} f_{dmax} N_{avg} \leq 0.02 \quad (5.1)$$

N_{avg} 是平均符元個數， T_{SYM} 是整個符元時間， f_{dmax} 是最大都卜勒頻率偏移量。

- 串聯二維快速傅立葉轉換及線性內插法

二維快速傅立葉轉換的長度則為 $2*2048$ ，路徑選擇的門檻同樣也經由模擬後，選擇最強路徑能量的-13dB。

● **串聯線性內插、一維快速傅立葉轉換及線性最小均方差法**

二維快速傅立葉轉換的長度則為 $2*2048$ ，路徑選擇的門檻同樣也經由模擬後，選擇最強路徑能量的-13dB。模擬用的通道，我們採用AWGN通道與行動接收通道，通道參數詳列於下：

● **AWGN 通道**

模擬環境為：

1. 雙重路徑，能量比 1：1，通道最大延遲為 $50*7/64$ sec、 $500*7/64$ sec
2. 雙重路徑，能量比 9：1，通道最大延遲為 $50*7/64$ sec、 $500*7/64$ sec
3. 三條路徑，能量比 1：8：1，通道延遲為 $250*7/64$ sec、 $500*7/64$ sec
4. 三條路徑，能量比 5：3：2，通道延遲為 $250*7/64$ sec、 $500*7/64$ sec

● **行動接收通道**

通道的都卜勒頻率偏移和接收機的移動速度成正比，而都卜勒偏移又和通道的同調時間成反比。因此當接收機移動速度越快，代表通道變化越快。

模擬環境為：

1. 雙重路徑，能量比 1：1，通道最大延遲為 $50*7/64$ μ sec、 $500*7/64$ μ sec，車速30km/h、車速90km/h
2. 三路徑，能量比 5：3：2，通道延遲為 $250*7/64$ μ sec 及 $500*7/64$ μ sec，車速30km/h、車速90km/h
3. 三路徑，能量比 1：8：1，通道延遲為 $250*7/64$ μ sec 及 $500*7/64$ μ sec，車速30km/h、車速90km/h

此外，模擬中定義了參數SDR（Signal to Distortion Ratio）以分別各方法之優劣：

$$SDR = 10 \log\left(\frac{\text{Average Channel Power}}{\text{Average Estimation Error Power}}\right) \quad (5.2)$$

SDR 越大，表示估計誤差越小。

➤ 通道等化器

數位影像廣播之地面廣播等化器模擬相關參數如下表所列：

表 5.6 模擬等化器之數位廣播系統相關參數

Number of Sub-carriers	2048
Number of Active Sub-carriers	1705
Sampling Interval	7/64 μ sec
Useful Symbol Duration	$T_U = 224 \mu$ sec
Sub-carrier Frequency Spacing	4464Hz
Effective Bandwidth	7.61Mhz
Guard Interval	1/4 $T_U = 56 \mu$ sec
Maximum Delay	500$T_s = 500 * 7/64 \mu$ sec
Coherent Bandwidth	4.816 carrier spacing
Carrier Frequency f_c	474MHz
Mobile Velocity	30, 90 Km/hr
Path Number	2, 3 path
Maximum Doppler Frequency	$f_d \sim 39.5$Hz
Maximum $f_d * T_U$	~ 0.01106
Total Pilot Power	176*(16/9)
Modulation	QPSK
Simulation Time	~ 10sec (47600 DVB-T symbols)

模擬用的通道，我們採用AWGN通道與行動接收通道，通道參數詳列於下：

● AWGN 通道

模擬環境為：

5. 雙重路徑，能量比 1：1，通道最大延遲為 $50 * 7/64 \mu$ sec、 $500 * 7/64 \mu$ sec
6. 雙重路徑，能量比 9：1，通道最大延遲為 $50 * 7/64 \mu$ sec、 $500 * 7/64 \mu$ sec
7. 三條路徑，能量比 1：8：1，通道延遲為 $250 * 7/64 \mu$ sec、 $500 * 7/64 \mu$ sec
8. 三條路徑，能量比 5：3：2，通道延遲為 $250 * 7/64 \mu$ sec、 $500 * 7/64 \mu$ sec

● 行動接收通道

通道的都卜勒頻率偏移和接收機的移動速度成正比，而都卜勒偏移又和通道的同調時間成反比。因此當接收機移動速度越快，代表通道變化越快。

模擬環境為：

1. 雙重路徑，能量比 1:1，通道最大延遲為 $50 \times 7/64 \mu \text{ sec}$ 、 $500 \times 7/64 \mu \text{ sec}$ ，車速30km/h、車速90km/h
2. 三路徑，能量比 5:3:2，通道延遲為 $250 \times 7/64 \mu \text{ sec}$ 及 $500 \times 7/64 \mu \text{ sec}$ ，車速30km/h、車速90km/h
3. 三路徑，能量比 1:8:1，通道延遲為 $250 \times 7/64 \mu \text{ sec}$ 及 $500 \times 7/64 \mu \text{ sec}$ ，車速30km/h、車速90km/h

➤ Viterbi 解碼器

數位影像廣播之地面廣播Viterbi 解碼器模擬相關參數如下表所列：

表 5.7 模擬 Viterbi 解碼器之數位廣播系統相關參數

Number of Sub-carriers	2048
Number of Active Sub-carriers	1705
Sampling Interval	7/64 μ sec
Useful Symbol Duration	$T_U = 224 \mu$ sec
Sub-carrier Frequency Spacing	4464Hz
Effective Bandwidth	7.61Mhz
Guard Interval	1/4 $T_U = 56 \mu$ sec
Maximum Delay	15$T_s = 15 * 7/64 \mu$ sec
Coherent Bandwidth	4.816 carrier spacing
Carrier Frequency f_c	600 MHz
Mobile Velocity	30, 90,120 Km/hr
Path Number	2 path
Maximum Doppler Frequency	$f_d \sim 66.67\text{Hz}$
Maximum $f_d * T_U$	~ 0.01106
Modulation	QPSK

- AWGN 通道
- Fixed Multipath 通道（多路徑無Fading通道）
 - 雙重路徑，能量比 1：1，通道最大延遲為 $15 * 7/64 \mu$ sec。
- 行動接收通道
 - 通道的都卜勒頻率偏移和接收機的移動速度成正比，而都卜勒偏移又和通道的同調時間成反比。因此當接收機移動速度越快，代表通道變化越快。模擬環境為：
 - 雙重路徑，能量比 4：1，通道最大延遲為 $15 * 7/64 \mu$ sec，車速30km/h、60km/h，120 km/hr。

➤ Reed-Solomon 解碼器

數位影像廣播之地面廣播 Reed-Solomon 解碼器模擬相關參數如下表所列：

表 5.8 模擬 Reed-Solomon 解碼器之數位廣播系統相關參數

Number of Sub-carriers	2048
Number of Active Sub-carriers	1705
Sampling Interval	7/64 μ sec
Useful Symbol Duration	$T_U = 224 \mu$ sec
Sub-carrier Frequency Spacing	4464Hz
Effective Bandwidth	7.61MHz
Guard Interval	1/4 $T_U = 56 \mu$ sec
Mobile Velocity	30,90,120Km/hr
Modulation	QPSK

- AWGN 通道
- Fixed Multipath 通道（多路徑無Fading通道）
雙重路徑，能量比 1：1，通道最大延遲為 $15 \times 7/64 \mu$ sec。
- 行動接收通道
通道的都卜勒頻率偏移和接收機的移動速度成正比，而都卜勒偏移又和通道的同調時間成反比。因此當接收機移動速度越快，代表通道變化越快。
模擬環境為：
雙重路徑，能量比 4：1，通道最大延遲為 $15 \times 7/64$ sec，車速30km/h、60km/h，120 km/hr。

5.2 模擬結果與效能分析

5.2.1 DAB 系統運作之模擬

5.2.1.1 碼框時間模擬結果

圖 5.1 中，對於兩種方法我們所採用的視窗大小(Window Size)為空符元長度(亦即 345 個取樣)。在 AWGN 通道底下，此兩種方法的碼框時序遺失偵測在我們觀察的時間範圍內皆等於零。從圖中可看到，碼框時序估計的標準差(Standard Deviation, STD)在我們所量測的 $\frac{E_b}{N_0}$ 範圍內變化皆不大，並且當 $\frac{E_b}{N_0}$ 為 4dB 時，其標準差更小至只有 2 個取樣點，可以說碼框時序的估測相當地精準。至於這兩種方法在 AWGN 通道下的碼框時序估計平均值，在 $\frac{E_b}{N_0}$ 大於 1dB 以後，就完全符合理論上碼框時序估計的平均值，即是此碼框時序估計的平均值不會偏移理論平均值。若考慮多重路徑的通道模型，我們可知此兩種方法的視窗大小應該設為空符元與護衛間隔(Guard Interval)的差。因為在 OFDM 的系統中，一般皆假設多重路徑的延遲時間(Multipath Delay)最大不會超過護衛間隔的長度。圖 5.2 是模擬在雙重路徑的 AWGN 通道下，兩種方法的標準差。當 $\frac{E_b}{N_0}$ 愈大，兩種方法的標準差愈小，其中雙滑動視窗法的標準差更小，這是因為雙滑動視窗法是利用兩個視窗內功率的比值，會有除法的增益顯現出來。圖 5.3 中，平均訊號雜訊比為 7dB，車速為 100km/hr，針對兩種碼框偵測的方法，分別在路徑功率比為 1:1 和 1:9 的情況下模擬。從圖中可觀察出，不論在路徑功率比為 1:1 或 1:9，最小功率偵測法的效能表現比雙滑動視窗的效能表現略佳；另外，對同一個碼框偵測方法而言，1:9 的衰變通道要比 1:1 的衰變通道的效能表現為差。由此可知，當路徑功率比差別大時，對於碼框偵測的效能表現有較顯著的影響。因此，我們接下來便只著重於不同車速下，路徑功率比為 1:9 的狀況下，兩種碼框偵測方法的效能表現。圖 5.4 是車速分別為 100km/hr、30km/hr，在平均訊號雜訊比為 7dB，雙重路徑功率比為 1:9 的衰變通道中，對兩種碼框偵測方法所作的模擬。圖中可觀察出，在車速 100km/hr 的通道中，最小功率偵測法的效能表現比雙滑動視窗的效能表現略佳，但在車速為 30km/hr 的通道中，兩種方法的效能表現差不多。如果我們要使碼框偵測的錯誤率小於等於千分之一，則從模擬的結果可看出，我們大約需要 3 個碼框的時間來作碼框與碼框間的平均(Frame-by-Frame Average)。

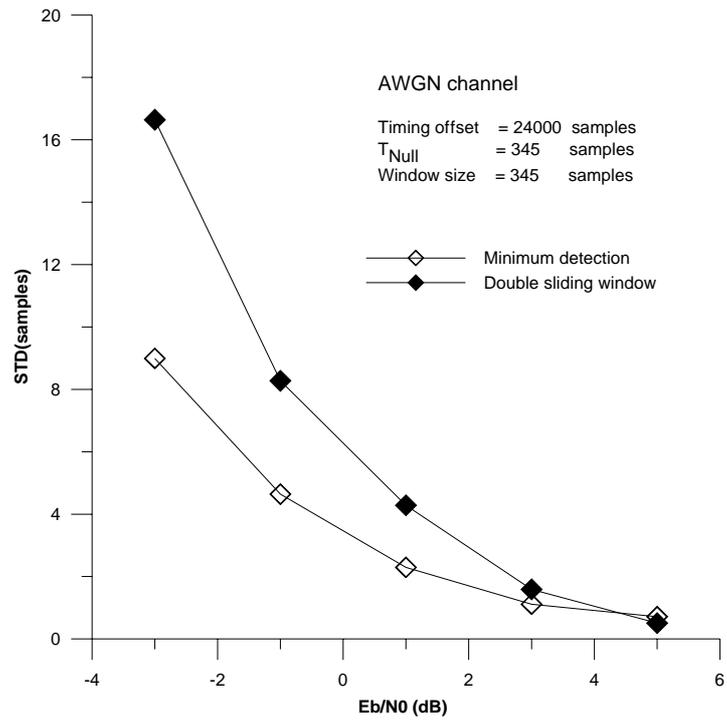


圖 5.1 最小功率偵測法與雙視窗滑動法在 AWGN 通道上的效能

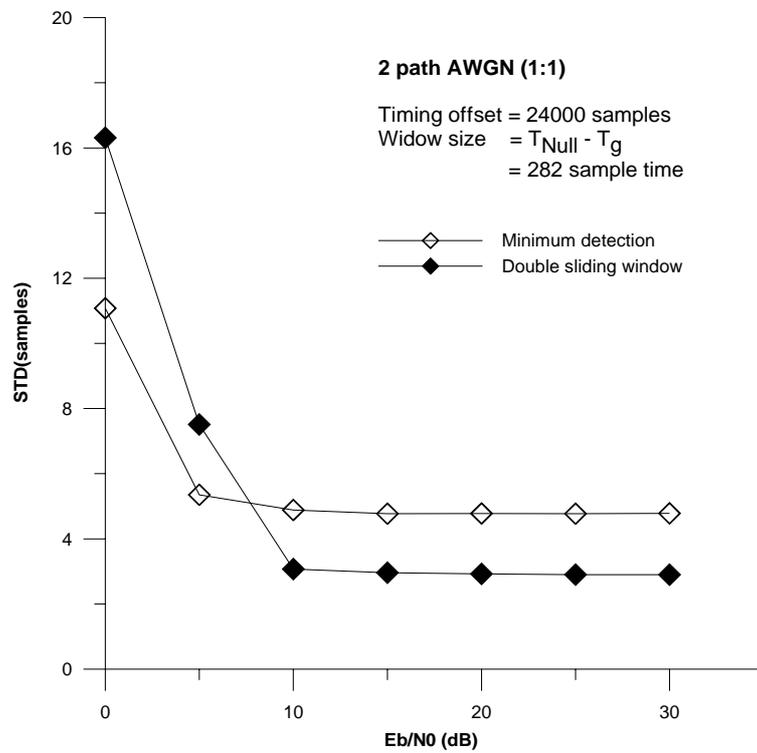
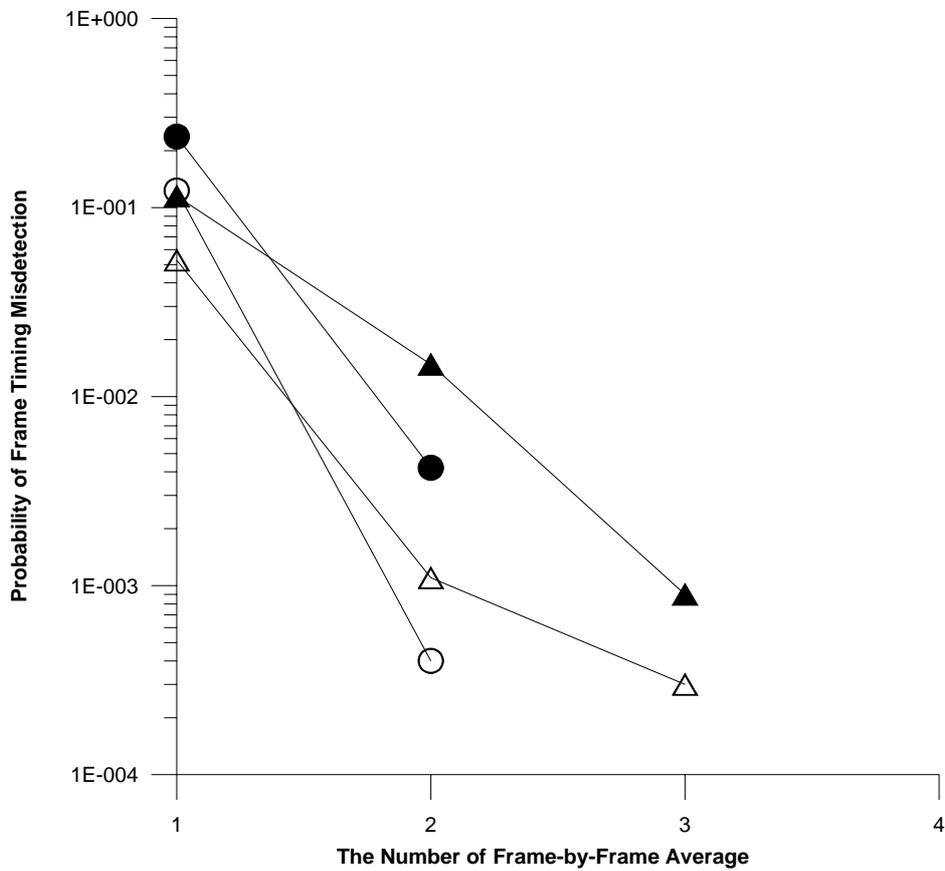


圖 5.2 最小功率偵測法與雙視窗滑動法在雙重路徑 AWGN 通道上的效能

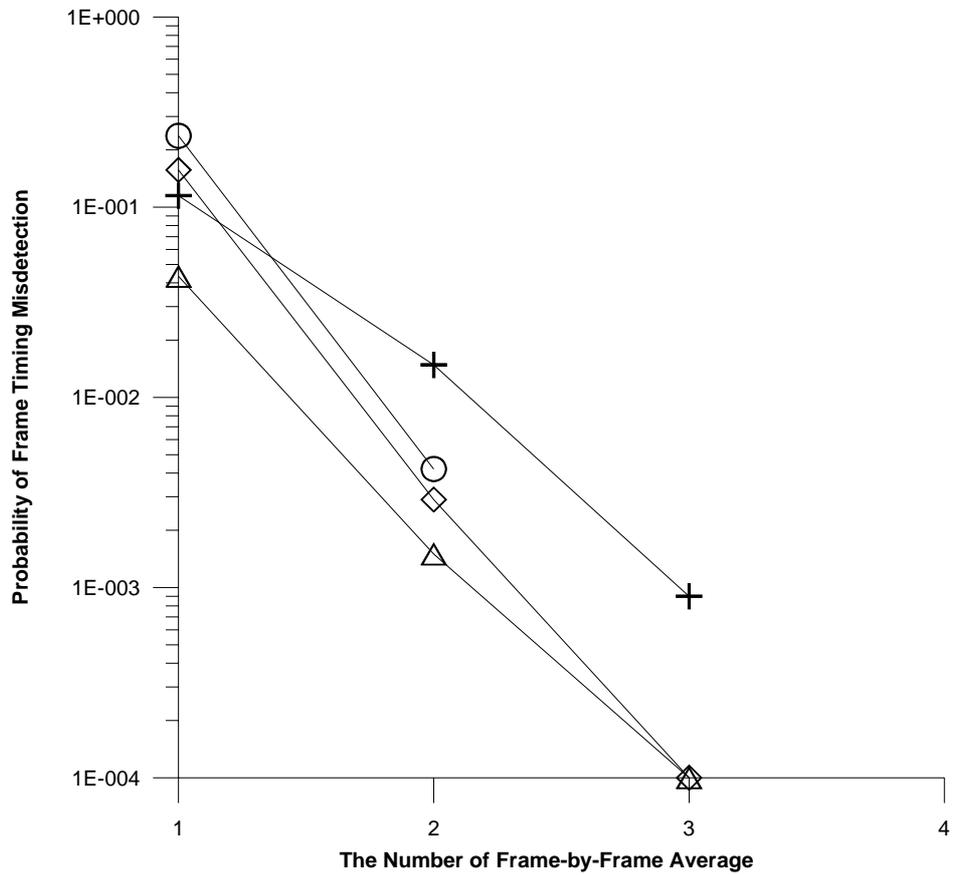


Average SNR = 7 dB
 Two path fading channel with delay = 25 μ s
 $v = 100$ km/hr

- Minimal detection , Path power ratio = 1 : 1
- △ Double sliding window , Path power ratio = 1 : 1
- Minimal detection , Path power ratio = 1 : 9
- ▲ Double sliding window , Path power ratio = 1 : 9

圖 5.3 最小功率偵測法與雙視窗滑動法在雙重路徑衰變通道上的效能

(路徑功率比為 1:1 或 1:9)



Average SNR = 7 dB

Two path fading channel with delay = 25 μ s

Two path power ratio = 1 : 9

- Minimal detection , v = 100 km/hr
- +— Double sliding window , v = 100 km/hr
- ◇— Minimal detection , v = 30 km/hr
- △— Double sliding window , v = 30 km/hr

圖 5.4 最小功率偵測法與雙視窗滑動法在雙重路徑衰變通道上的效能

(車速為 30km/hr 或 100km/hr)

5.2.1.2 符元時間模擬結果

假設初始的時序偏移量為 159 個取樣點，頻率偏移量為 3.3 個次載波頻率間隔，模擬環境的 $\frac{E_b}{N_0}$ 為 4dB(平均 SNR 為 7dB)。

這一小節中，圖中 x 軸的大小為得到一個符元時間的估計值所需要的符元個數，y 軸所表示的是符元時序偵錯的機率；若是所估測的符元時序不是落在非碼際干擾區域(ISI Free Region)，我們就認為此次的估測是錯誤的。

若是符元時序偵錯的機率小於 0.02(The Error Function, $Q(2) \approx 0.023$)，我們就認為在這樣的參數底下，符元時序的偵測是可行的。

以下就是符元時序的各種模擬結果，我們將針對結果做個分析與討論。

1. 從圖 5.5 中，可知不論是方法 1 或方法 2，在 AWGN 的通道底下，大約只需要 10 個符元時間就可以得到良好的符元時序。而在 AWGN 通道中，方法 2 的效能表現較差，這是因為它是利用差分(Differential)的技術，使得雜訊的影響更為嚴重。
2. 藉由圖 5.6 和圖 5.7，我們可以看到，不論在路徑功率比(Path Power Ratio)為 1:1 或 1:9 的環境下，當方法 2 中的 $L1$ 為 3 或 7 時，其效能表現會比較好，太大或太小的 $L1$ 都會使偵測符元時序的效能變差。這是因為當 $L1 \times L2$ 的值固定時，若 $L1$ 愈大則 $L2$ 愈小。一般而言，我們通常選用 $L1$ 為 3 作為方法 2 與方法 1 效能比較時的參數。
3. 從圖 5.8，我們可以看到，當雙重路徑衰減通道的路徑功率比為 1:1 時，兩種符元時序的偵測方法的效能表現相近。又從圖 5.9 中可以比較得出，在路徑功率比不相等時，方法 2 顯然比方法 1 的效能表現好得許多。這是因為方法 2 所採用的差分技術可以減輕通道衰變對訊號的影響。
4. 從圖 5.10 和圖 5.11 可知在方法 2 中，當雙重路徑衰減通道的路徑功率比為 1:1 時，對於車速為 30km/hr 或車速為 100km/hr 要達到我們所要求的錯誤率，則需要的 $L1 \times L2$ 個數大約為 100 個符元時間；而當雙重路徑衰減通道的路徑功率比為 1:9 時，兩種車速所需要符元個數則大約為 450 個。而且車速快時，此方法的效能較好。

從上述的結果與分析中可知，方法 1 在 AWGN 的通道底下效能表現會比較好，方法 2 則是在雙重路徑衰減的通道下表現較佳。因為實際的無線通訊環境為多重路徑的衰減通道，所以我們選擇以方法 2 作為偵測符元時序的方法，同時選用 $L1$ 等於 3 作為方法 2 的參數。

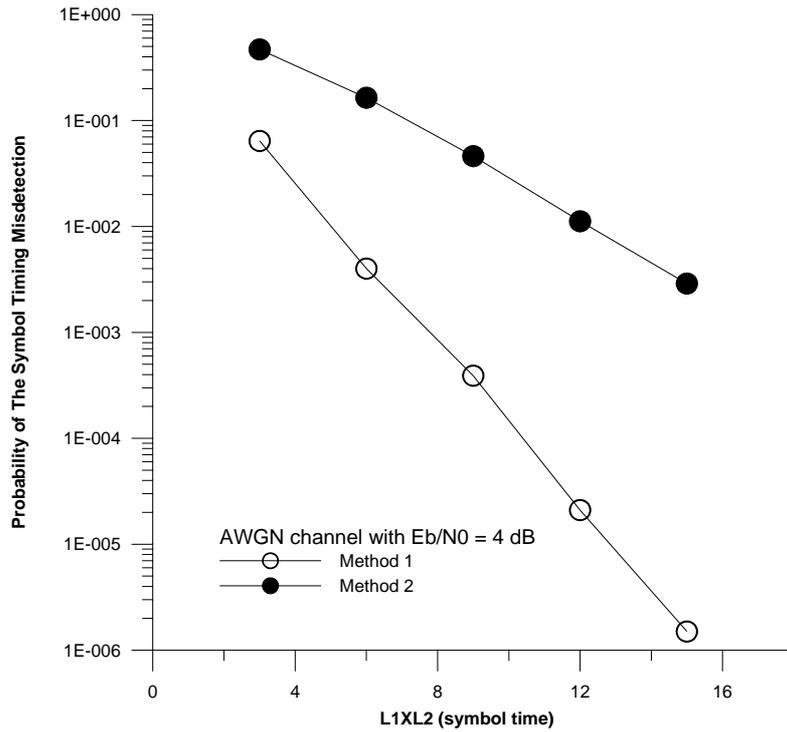


圖 5.5 符元時序估計之方法一與方法二在 AWGN 通道中的效能

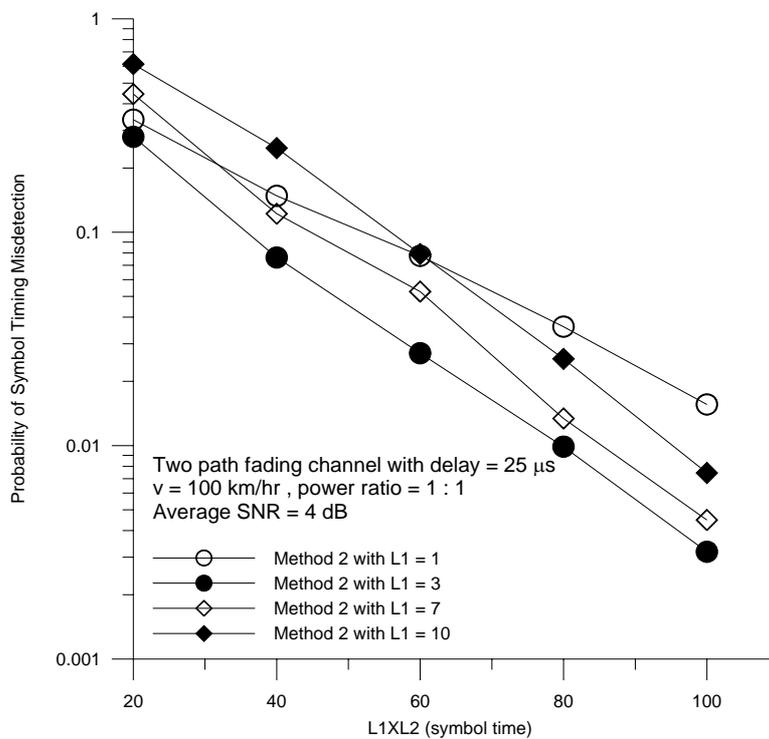


圖 5.6 符元時序估計方法二以不同的 $L1$ 個數在雙重路徑衰變通道中效能 (路徑功率比 1:1)

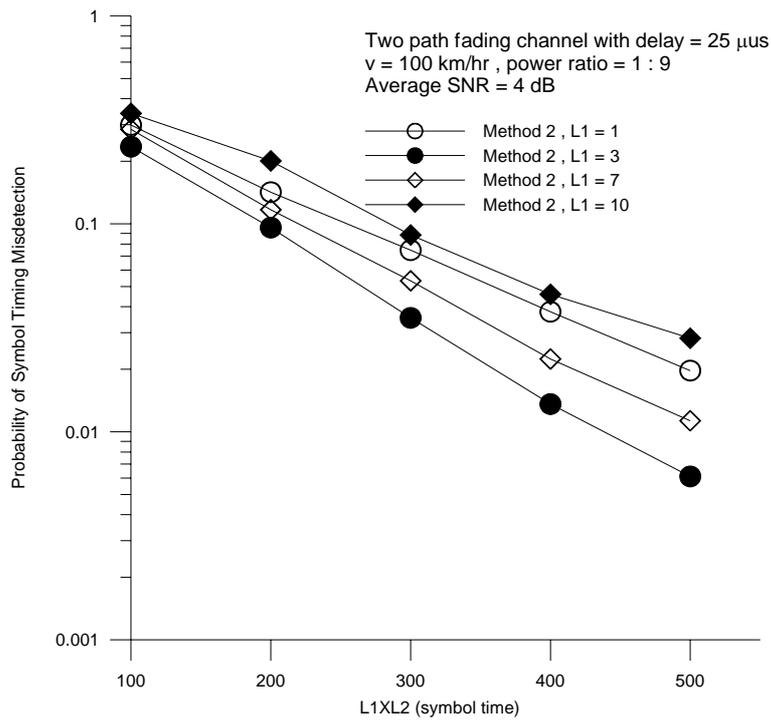


圖 5.7 符元時序估計方法二以不同的 $L1$ 個數在雙重路徑衰變通道中的效能 (路徑功率比 1:9)

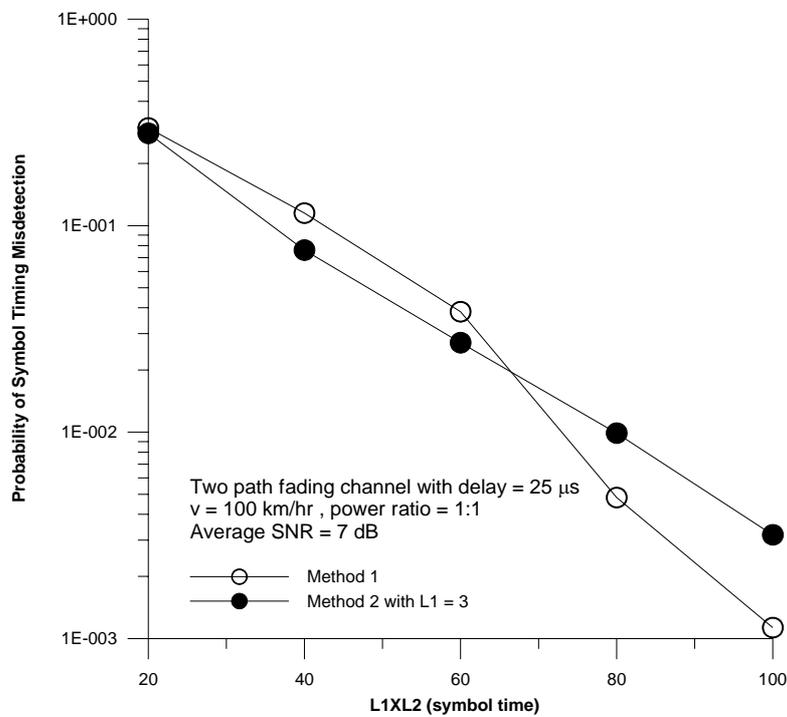


圖 5.8 符元時序估計之方法一與方法二在雙重路徑衰變通道中的效能比較(路徑功率比 1:1)

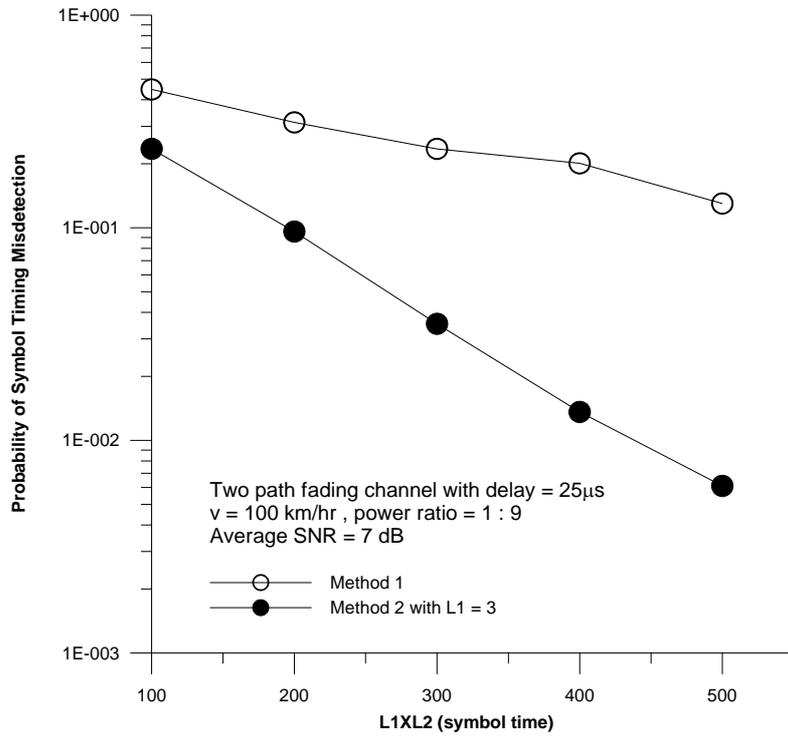


圖 5.9 符元時序估計之方法一與方法二在雙重路徑衰變通道中的效能比較(路徑功率比 1:9)

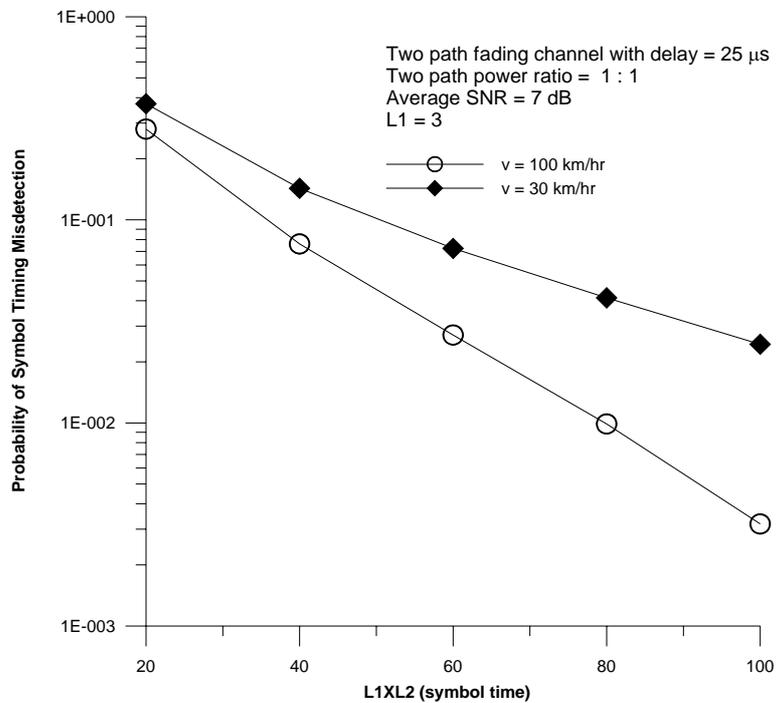


圖 5.10 符元時序估計之方法二在不同車速的雙重路徑衰變通道中之效能(路徑

功率比 1:1)

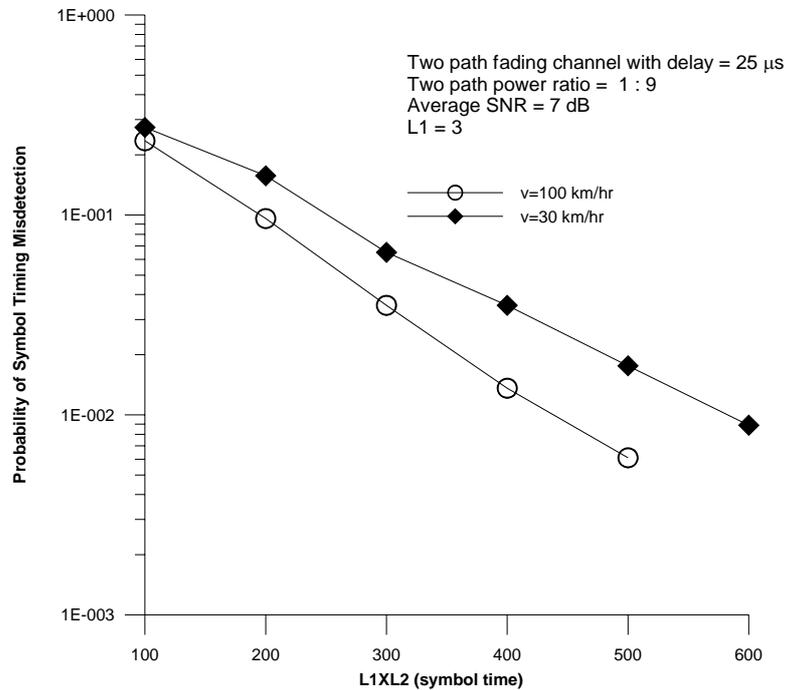


圖 5.11 符元時序估計之方法二在不同車速的雙重路徑衰變通道中之效能(路徑功率比 1:9)

5.2.1.3 小數載波頻率偏移偵測之模擬結果

對於不同的符元時序估測方法，我們估測小數載波頻率偏移的方法是相同的。

在這一小節的模擬中，我們假設符元時序已正確地估測到，也就是說訊號不會受到碼際干擾，同時初始的頻率偏移設為 3.3 個次載波頻率間隔，對於每個不同的 L 值模擬出 10000 個小數載波偏移的估計值，然後觀察它的統計特性。模擬環境的 $\frac{E_b}{N_0}$ 為 4dB(平均 SNR 為 7dB)。

x 軸的 L 值所表示的是符元與符元間平均(Symbol-by-Symbol Average)的個數即得到一個小數載波頻率估計值所需的符元個數；y 軸則為所估測出來小數載波頻率偏移的標準差(Standard Deviation, STD)以次載波間隔為單位。當標準差小於 0.025 時，我們就認為在這樣的情況下，估出來的小數載波頻率偏移和真正的小數載波頻率偏移的誤差是在我們可以容許的範圍之內。因為估測出來小數載波頻率偏移的平均值相當接近理論值，所以我此只觀察其標準差作為評判效能好壞的依據。

接著我們對模擬的結果作個分析與討論。

1. 從圖 5.12 可知，我們所提出的方法在 AWGN 通道底下，當 L 為 20 時，此方法的效能表現就可以符合我們的要求。
2. 接下來，我們分別針對不同的車速(100km/hr 或 30 km/hr)和不同的路徑功率比(1:1 或 1:9)，在雙重路徑衰減的通道中作模擬。由圖 5.13 可知，我們所提出的方法，在這四種情況下的效能表現是差不多的，並且要達到我們所要求的效能表現，此方法需要 40 個符元與符元間平均，即 L 為 40。

綜合以上的結果，我們所提出小數載波頻率偏移的估測方法，如果要在實際的環境中能夠作用，則 L 所需要的值為 40；同時當平均訊號雜訊比愈大時，此方法的效能表現就愈好。

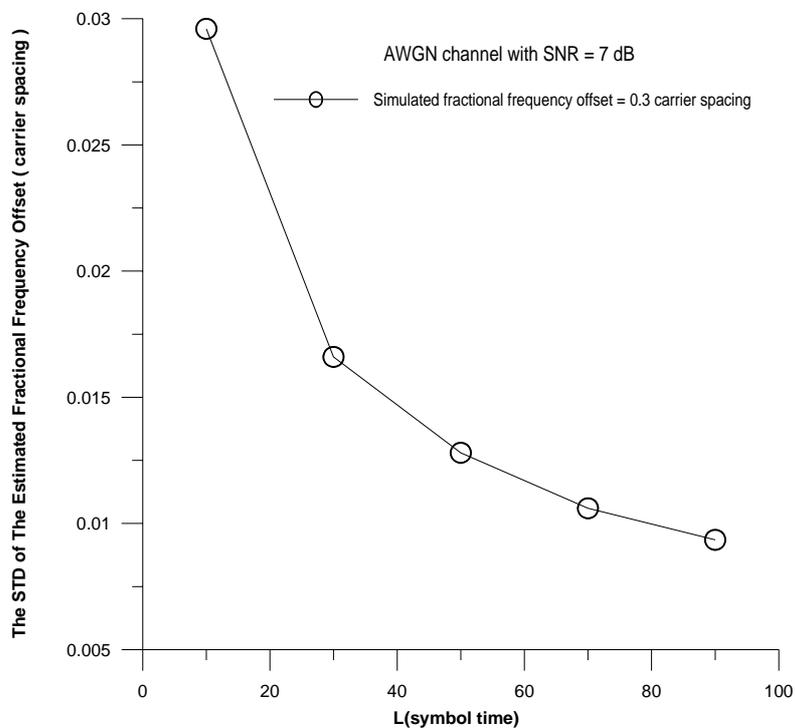


圖 5.12 小數載波頻率偏移估計在 AWGN 通道中的效能

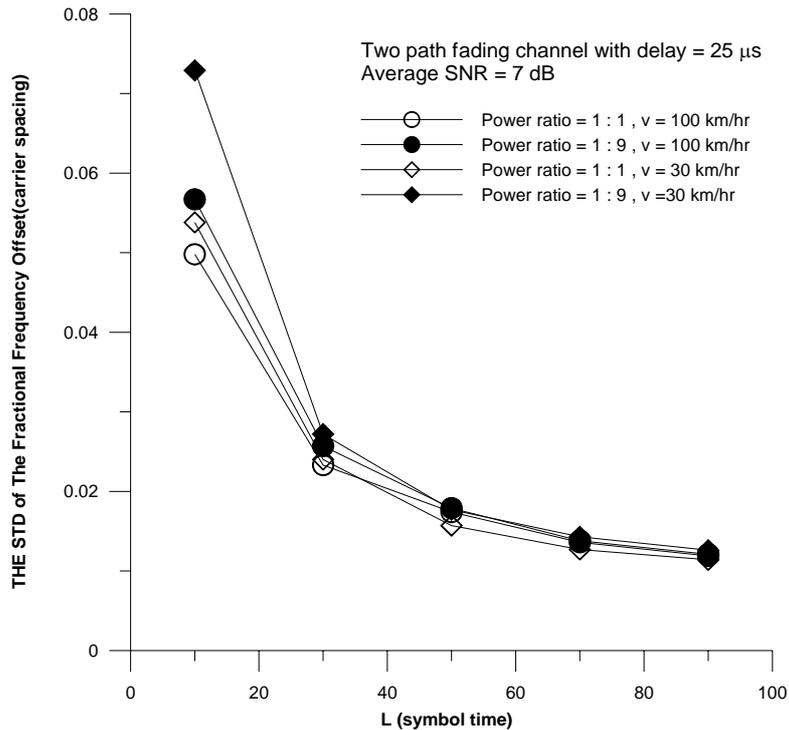


圖 5.13 小數載波頻率偏移估計在雙重路徑衰變通道中的效能

5.2.1.4 整數載波頻率偏移偵測之模擬結

在整數載波頻率偏移估計的模擬中，我們假設符元時序已正確地估測到，亦即訊號不會受到碼際干擾，同時小數載波頻率偏移的量也藉由估測而將之補償完畢。我們在此容許小數載波頻率偏移補償後的殘存量為小於或等於 0.05 個次載波頻率間隔，因此模擬時初始的頻率偏移設為 3.05 個次載波頻率間隔。在 AWGN 通道中，對於每個不同的 $\frac{E_b}{N_0}$ 值模擬出 100000 個估計值，然後觀察它的統計特性；而在雙重路徑衰減通道中，每個不同的平均訊號雜訊比之值模擬出 10000 個整數載波頻率偏移的估計值，再觀察它的統計特性。

模擬的結果裡，x 軸表示各種不同的 $\frac{E_b}{N_0}$ 或平均 SNR 值，y 軸表示整數載波頻率偏移偵錯的機率。當所估計出來的整數載波頻率偏移和模擬系統中設定的整數載波頻率偏移不同時，我們便定義此次的估計是錯誤的。

若是整數載波頻率偏移偵錯的機率小於 0.02 (The Error Function, $Q(2) \approx 0.023$)，我們就認為在這樣的參數底下，整數載波頻率偏移的偵測是可行的。

以下就是整數載波頻率偏移在 AWGN 通道和雙重路徑衰減通道下的模擬結果。

1. 從圖 5.14 可知，在 AWGN 通道中，當 $\frac{E_b}{N_0}$ 為 -13dB 時，對於整數載波頻率偏移的估測就已達到我們所要求的錯誤機率以下，所以當 $\frac{E_b}{N_0}$ 為 4dB(平均 SNR 為 7dB)時，我們所用的估測方法必定可行。
2. 圖 5.15 顯示，當雙重路徑功率比相等時，我們所提出方法的效能表現會稍好，並且對於不同的車速(即不同的都普勒頻率)，其效能表現幾乎是相同的。由圖可知在平均訊號雜訊比為 1dB 時，所用的估測方法即達到我們所要求的錯誤機率以下。

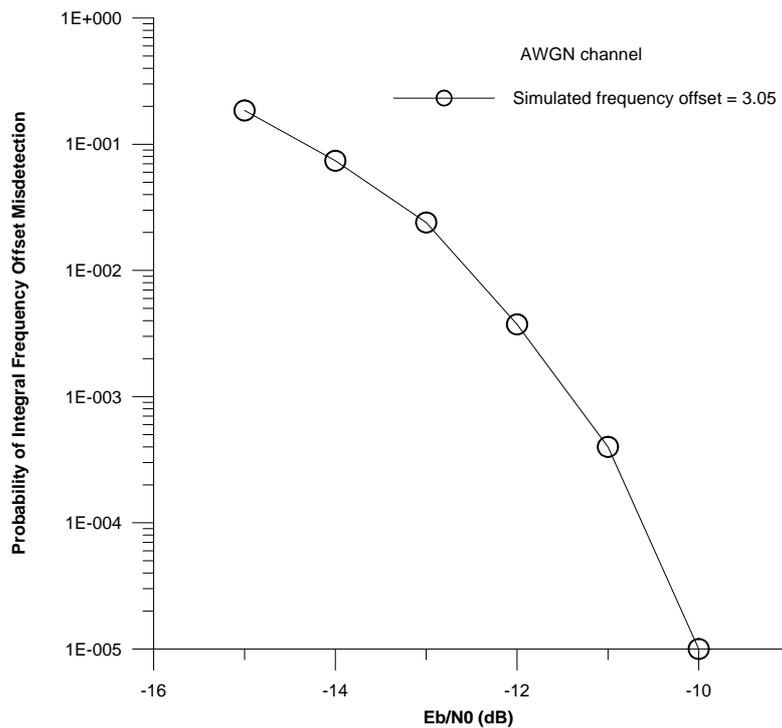


圖 5.14 整數載波頻率偏移估計在 AWGN 通道中的效能

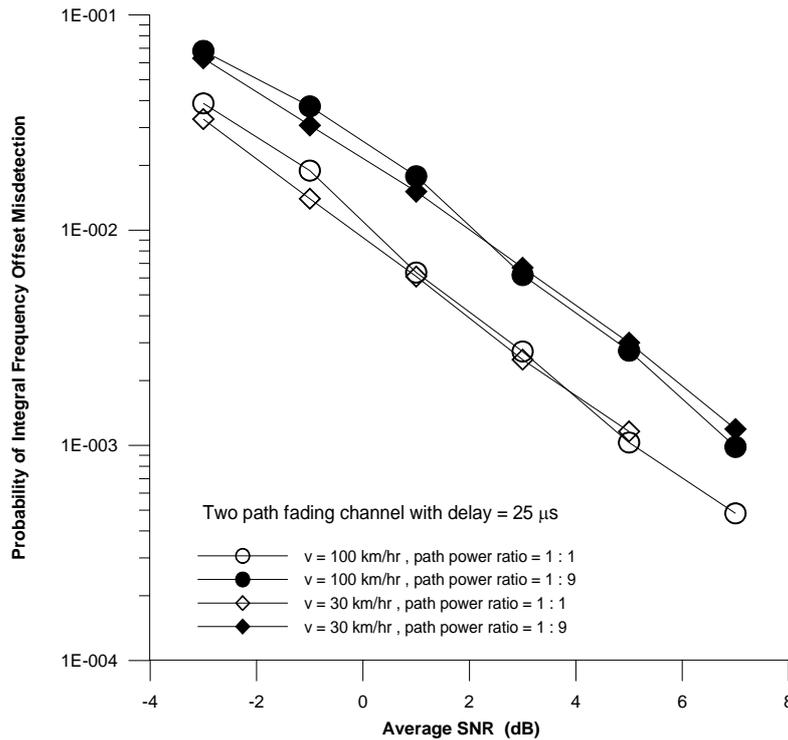


圖 5.15 整數載波頻率偏移估計在雙重路徑衰變通道中的效能

5.2.1.5 Viterbi 更正碼解碼系統之模擬結果

DAB 系統在 AWGN 通道下不同碼率之含交錯器軟硬 Viterbi 演算法位元錯誤率比較電腦模擬結果為圖.5.16，軟性決策的 Viterbi 演算法 (Soft-Decision VA, SDVA) 會比硬性決策的 Viterbi 演算法 (Hard-Decision HDVA) 好 1 dB。在 AWGN 通道下，含有頻率交錯器的系統，效能並不會變好。接著我們模擬雙重路徑通道干擾對系統所造成的影響，圖.5.17 所模擬的環境各路徑能量比為 1:1，路徑延遲為 $15 \times 7/64 \mu\text{sec}$ ，車速=0 km/hr，即通道並不會隨著時間改變，但是由於此時是頻率選擇性衰減通道，故有經過頻率交錯器的系統效能會明顯變好，由圖.5.17 可以看出在高 E_b/N_0 的情況下，系統效能大約可以好 10dB。圖.5.18 至圖.5.20 分別模擬車速 30、60、120 km/hr 在雙重路徑通道干擾的環境下，各路徑能量比為 4:1，路徑延遲為 $15 \times 7/64 \mu\text{sec}$ ，圖. 5.21 為含有頻率交錯器的系統，移動速度分別為 0，30，60，120 km/hr 的位元錯誤率模擬圖，當通道受到都普勒效應的影響，通道環境在某些時間點的情況下是非常糟的，發生連續性錯誤 (burst error) 的情況大為增加，即使藉由頻率交錯器，所發生連續性錯誤 (burst error) 依舊影響系統效能。

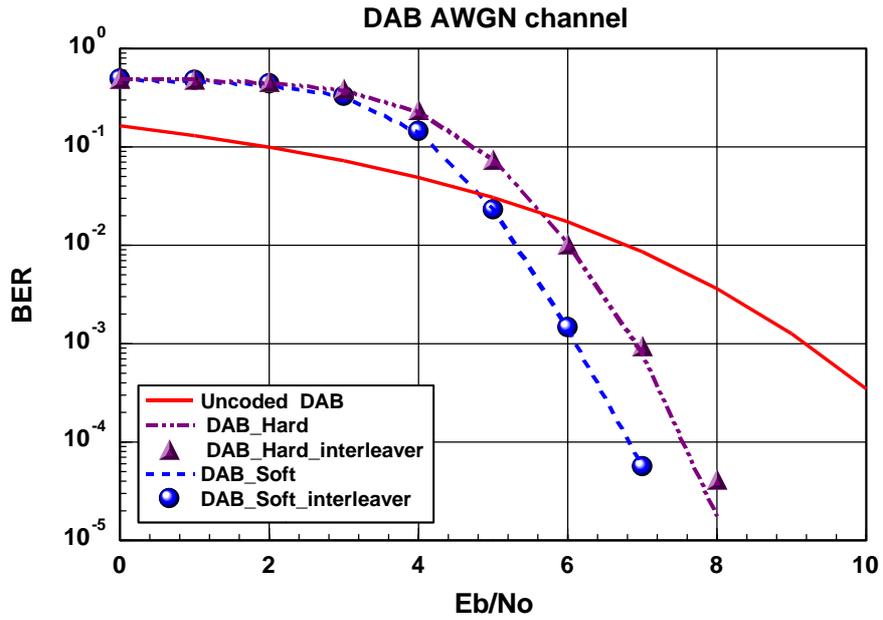


圖 5.16 DAB 系統在 AWGN 通道下含交錯器軟硬 Viterbi 演算法位元錯誤率之比較

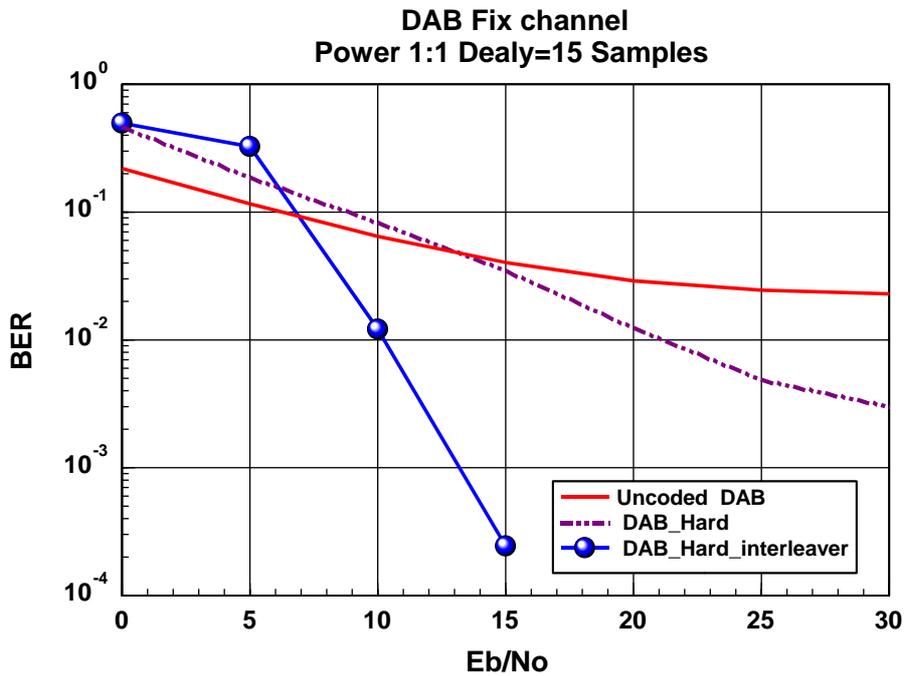


圖 5.17 DAB 系統在無衰變多重路徑通道下含交錯器軟硬 Viterbi 演算法位元錯誤率之比較

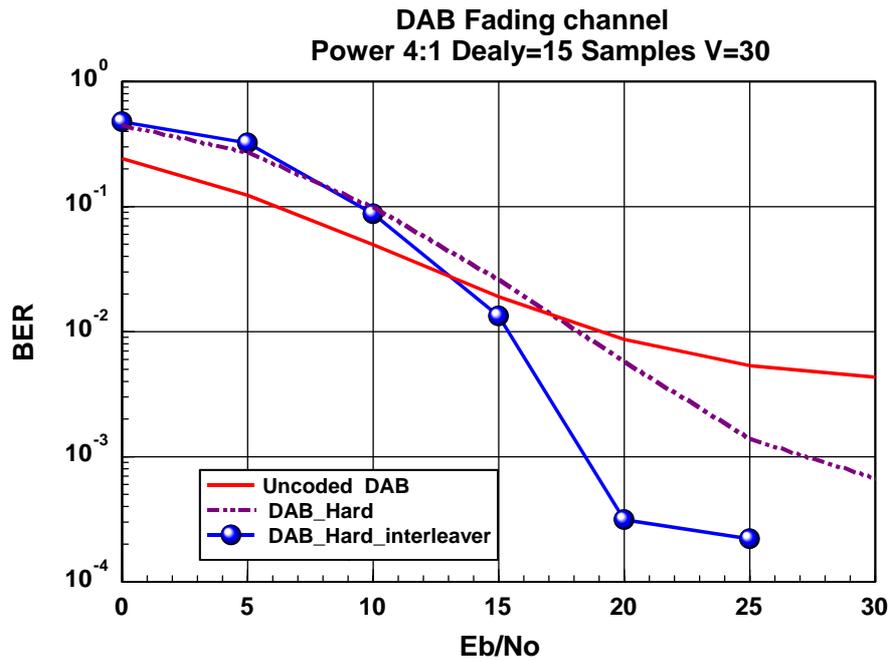


圖 5.18 DAB 系統在多重路徑行動通道下含交錯器硬式 Viterbi 演算法位元錯誤率之比較 (移動速度：30km/hr)

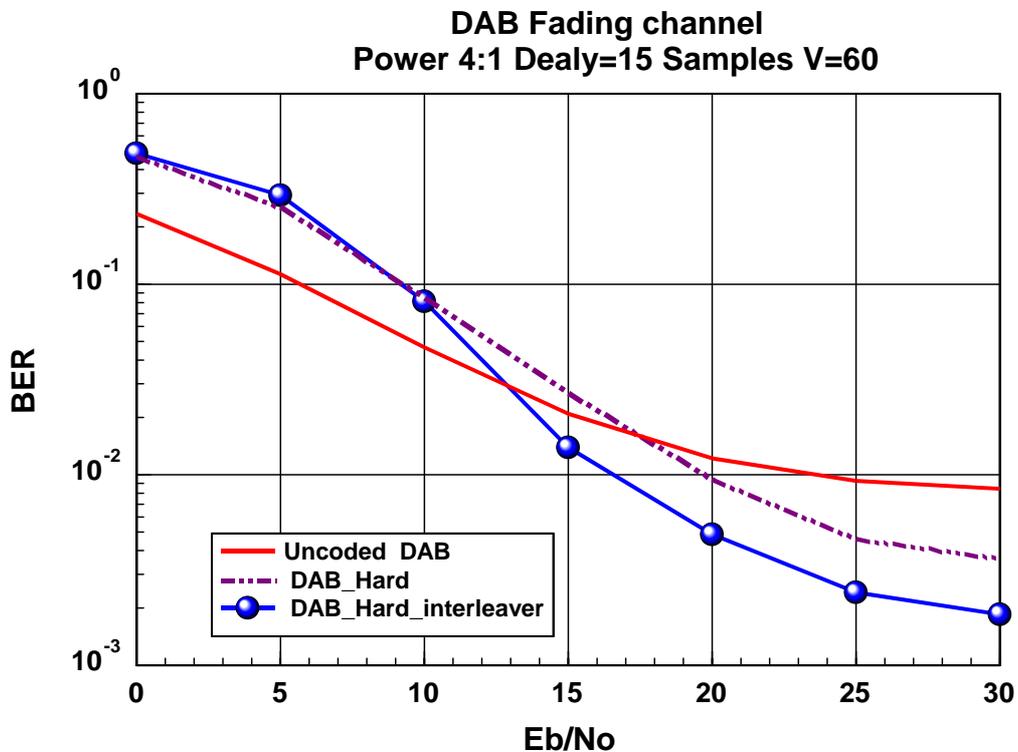


圖 5.19 DAB 系統在多重路徑行動通道下含交錯器硬式 Viterbi 演算法位元錯誤率之比較 (移動速度：60km/hr)

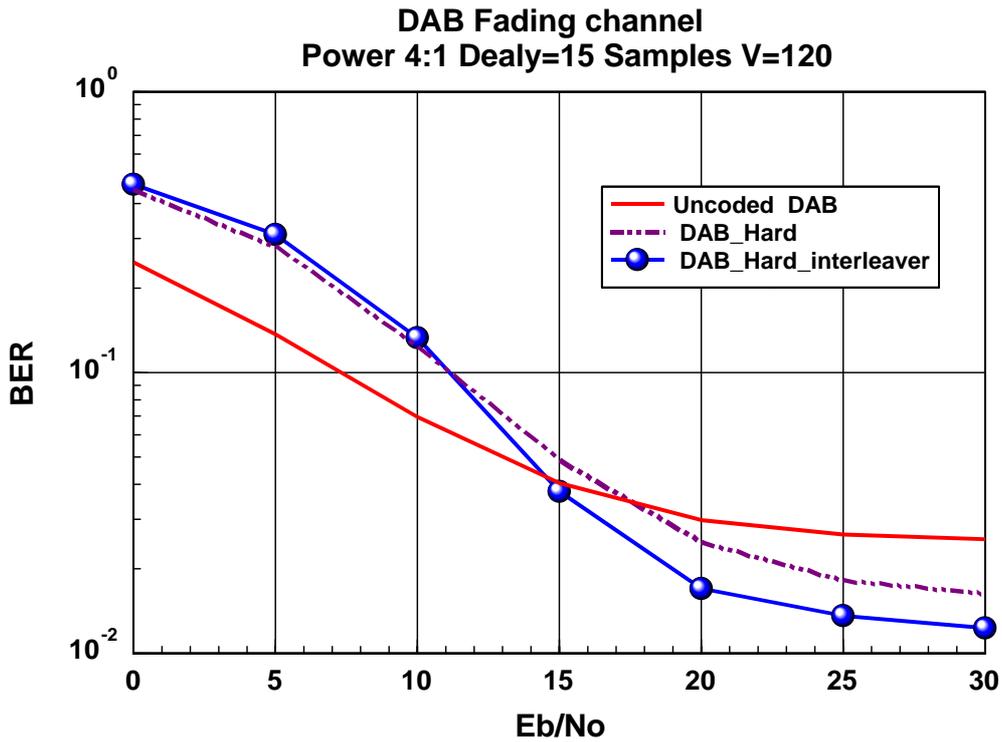


圖 5.20 DAB 系統在多重路徑行動通道含下交錯器硬式 Viterbi 演算法位元錯誤率之比較 (移動速度：120km/hr)

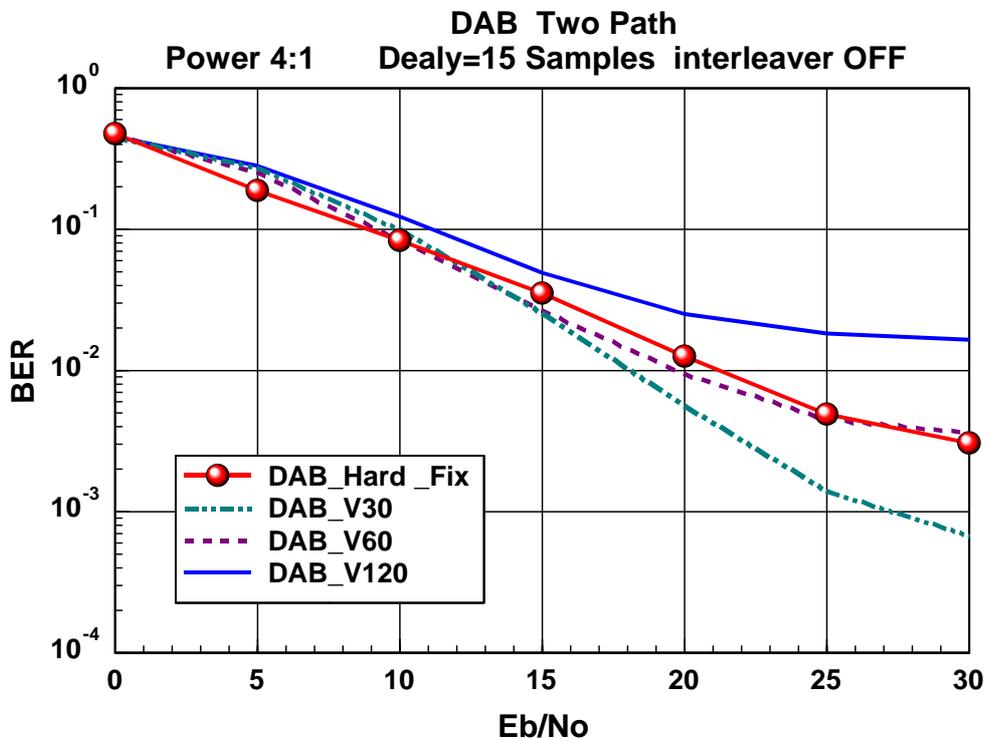


圖 5.21 DAB 系統在多重路徑通道下含交錯器硬式 Viterbi 演算法位元錯誤率之比較

5.2.2 DVB-T 系統運作之模擬

5.2.2.1 符元時間模擬結果

由於，DVB-T 符元時間估測模擬是以每一 OFDM 符元末端與其護衛間格為相同訊號的特性，根據 OFDM 符元所求得的相關函數 (correlation function) 的最大值，來決定 OFDM 符元的起始位置。但，為了對抗高斯雜訊的影響，我們需要採用多個 OFDM 符元平均值，以其最大值決定 OFDM 符元的起始位置。在圖. 5.22 及 5.23 中 我們在不同的通道下以均方根的模擬值來決定 OFDM 符元平均值所需的 OFDM 符元數。由圖.5.22 及 5.23 中，可得在 AWGN 下，訊雜比為 5dB 及 10dB 情況下，所需的 OFDM 符元數約在 12 個便足夠。而在行動接收通道下，訊雜比同樣為 5dB 及 10dB 情況下，移動速度為 30km/hr 時需要的符元數與 AWGN 通道時相同約 12 個符元，而在移動速度為 60km/hr 時需要的符元數需增加至 20 個。圖 5.24 為在 AWGN 及行動接收通道，移動速度分別為 30, 60, 120 km/hr 下，符元平均數為 12 個，不同訊雜比的符元時間均方根值。由於所需的平均符元數越多，欲決定符元起始位置的時間便越長，使用者所需的待機時間也相對增加，且在行動接收通道移動速度為 60km/hr 時，12 個符元平均數與 20 個符元平均數的 RMS 相差並不大，所以我們決定所需的符元平均數為 12 個，並以圖 5.24 為驗證。

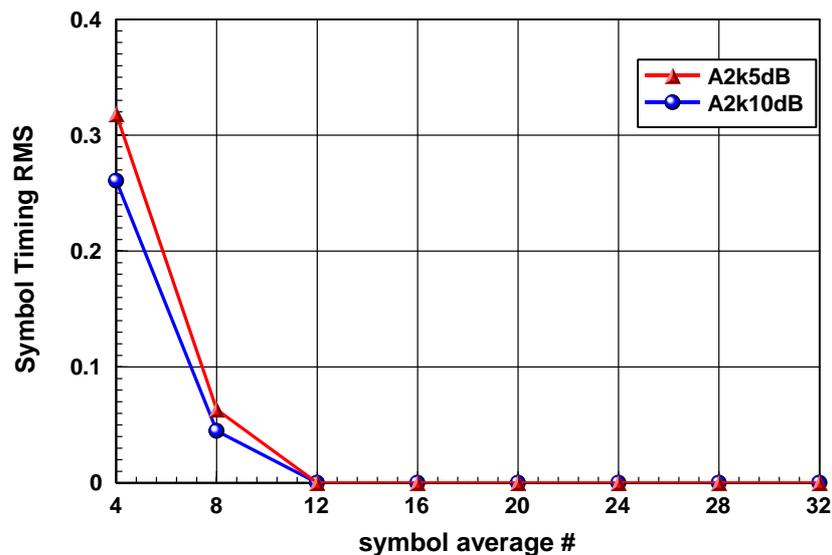


圖 5.22 AWGN 通道下不同符元平均數的符元時間均方根值

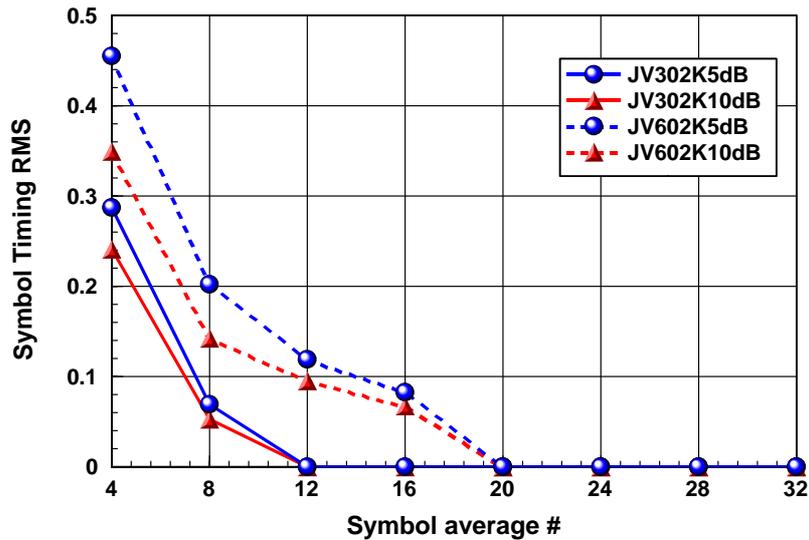


圖 5.23 行動接收通道下不同符元平均數的符元時間均方根值

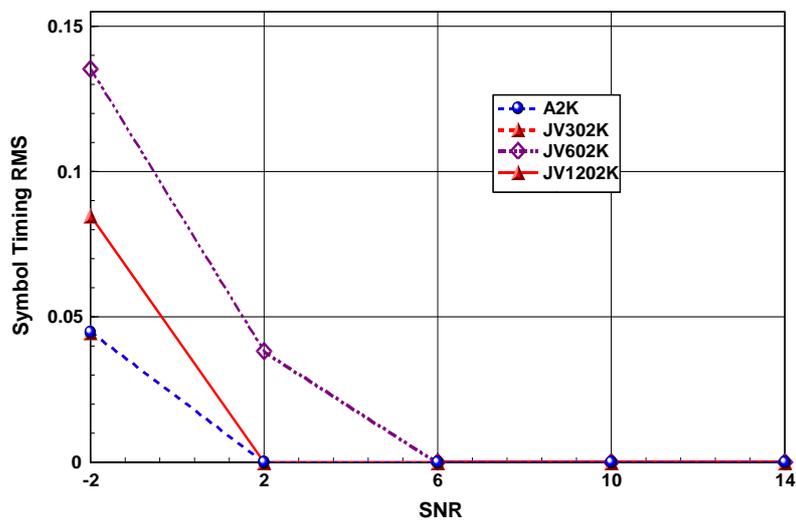


圖 5.24 在 AWGN 及行動接收通道下不同訊雜比的符元時間均方根值

5.2.2.2 小數載波頻率偏移偵測之模擬結果

在圖. 5.25, 5.26 及 5.27 中 我們在不同的通道下以均方差值的模擬值來決定 OFDM 符元平均值所需的 OFDM 符元數。由圖.5.25, 5.26, 及 5.27 中, 可得在 AWGN 下, 訊雜比為 5dB 及 10dB 情況下, 模擬的均方差值在 OFDM 符元數 12 個以後均方差值遞減幅度幾近穩態。而在行動接收通道下, 訊雜比同樣為 5dB 及 10dB 情況下, 符元數與 AWGN 通道時相同約 12 個符元。圖 5.28 為在 AWGN 符元平均數對估測所得的小數載波頻率偏移的影響。而圖 5.29, 為在

AWGN 及行動接收通道下符元平均數為 12 不同訊雜比的小數載波頻率偏移估測值，圖 5.29 可得所估測的小數載波頻率偏移至少可以準確至百分位。圖 5.30 為在 AWGN 通道下不同訊雜比的位元錯誤率 (bit error rate)，從 BER 可驗證，所估的小數載波頻率漂移經由降頻器 (down converter) 可以完全被補償。

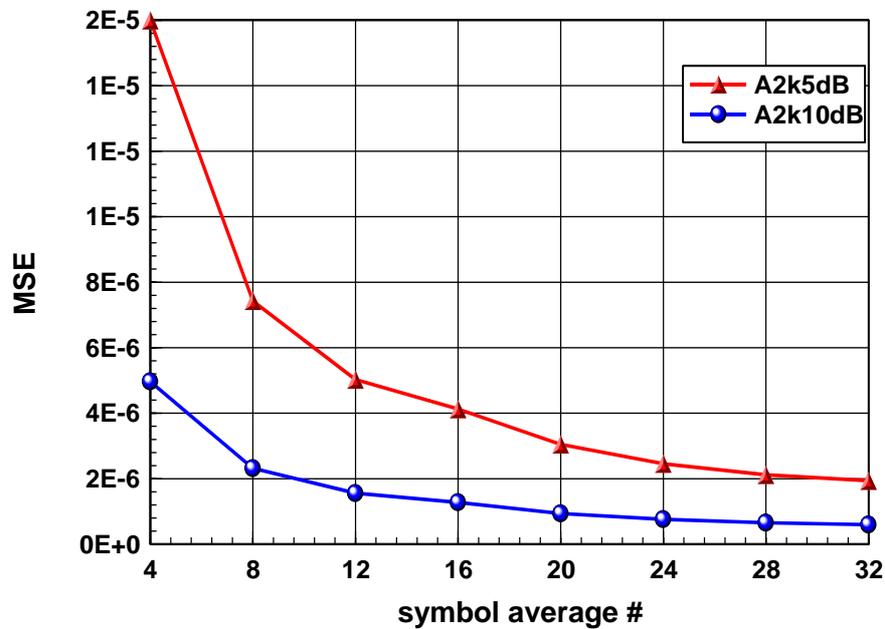


圖 5.25 AWGN 通道下不同符元平均數的小數載波頻率偏移均方差值

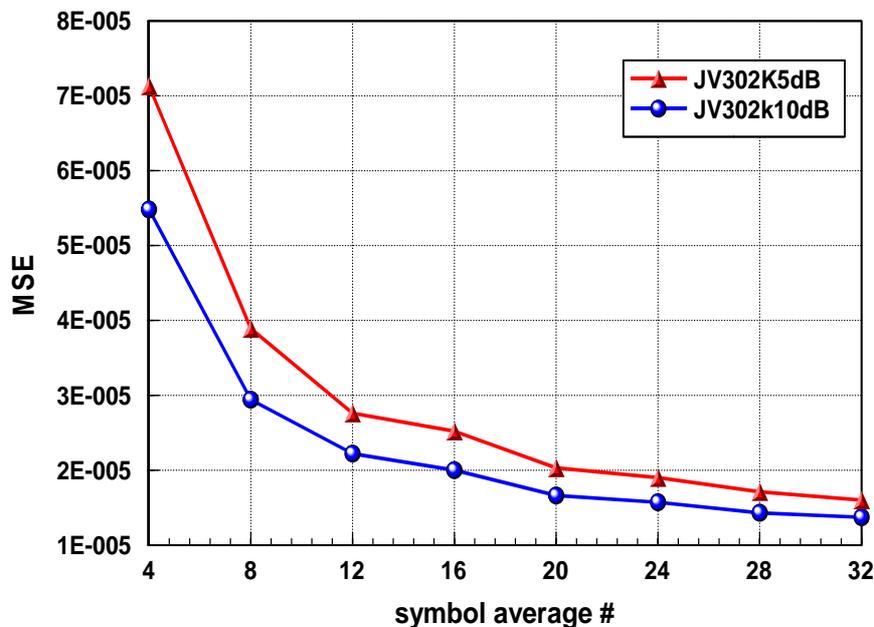


圖 5.26 行動接收通道下不同符元平均數的小數載波頻率偏移均方差值 (移動速度：30 km/hr)

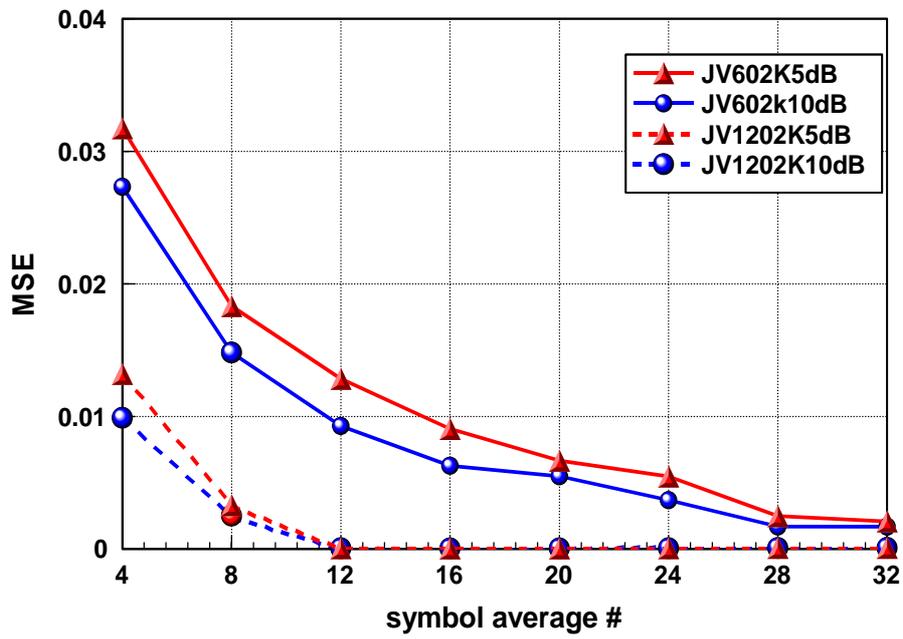


圖 5.27 行動接收通道下不同符元平均數的小數載波頻率偏移均方差值 (移動速度：60，120 km/hr)

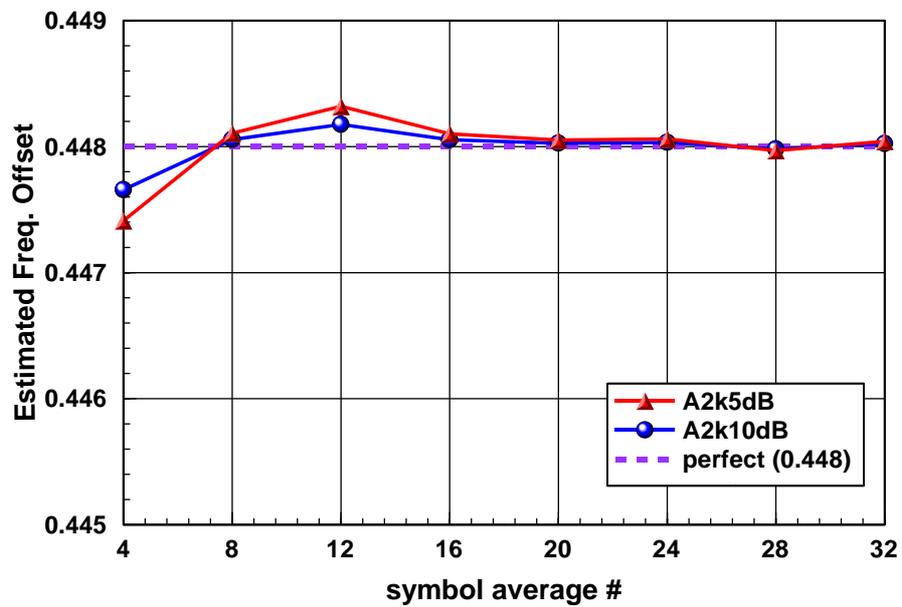


圖 5.28 AWGN 通道下不同符元平均數的小數載波頻率偏移估測值

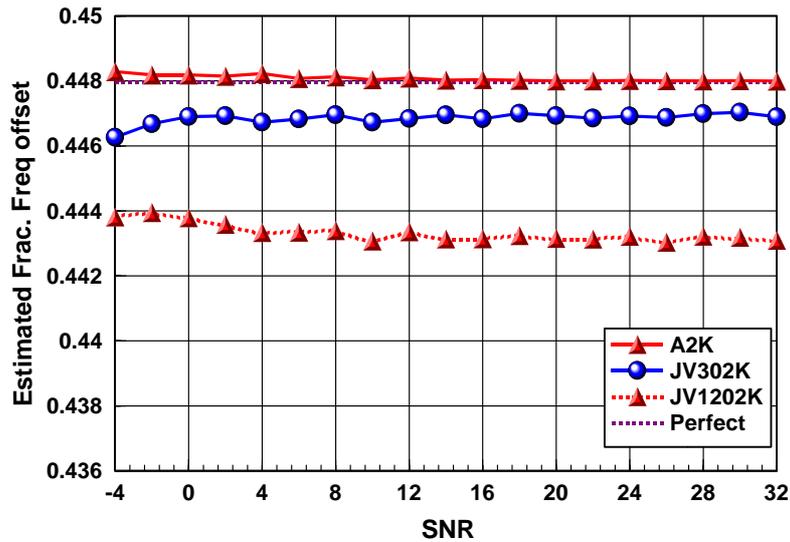


圖 5.29 在 AWGN 及行動接收通道下不同訊雜比的小數載波頻率偏移估測值

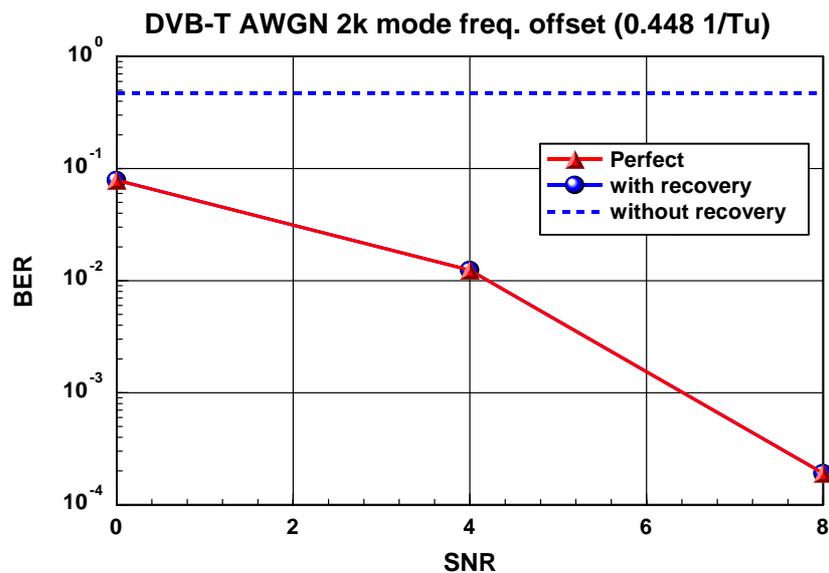


圖 5.30 在 AWGN 通道下不同訊雜比的位元錯誤率 (bit error rate)

5.2.2.3 整數載波頻率偏移偵測之模擬結果

圖 5.31 及 5.32 分別為整數載波頻率偏移估計在 AWGN 及移動通道中的效能模擬。在模擬結果中，橫軸為 SNR 值縱軸為整數載波頻率偏移偵測錯誤的機率。若是整數載波頻率偏移的錯誤率小於 0.03，我們便認定在這樣的參數下，整數載波頻率偏移偵測是可行的。在 AWGN 通道中，約在 -6dB 時即達到我們所要

求的錯誤率標準。而移動通道則由於衰變及都普勒效應的關係，要到 4dB 才達到。所以當 SNR 為 7 dB 時此以方法為可行。

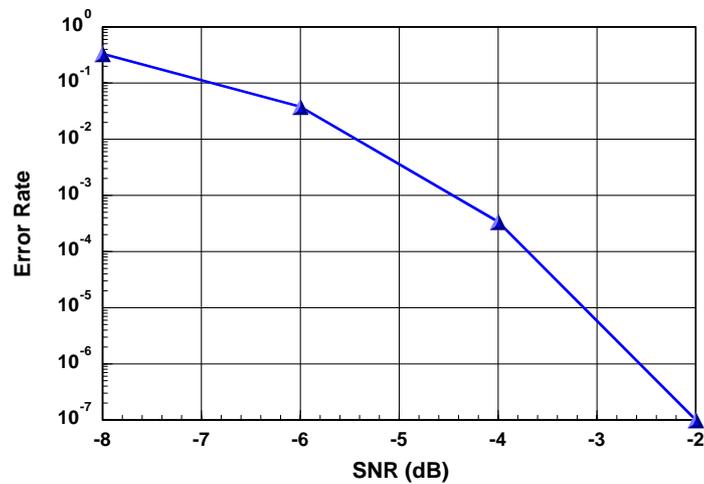


圖 5.31 DVB-T 整數載波頻率偏移估計在 AWGN 通道中的效能

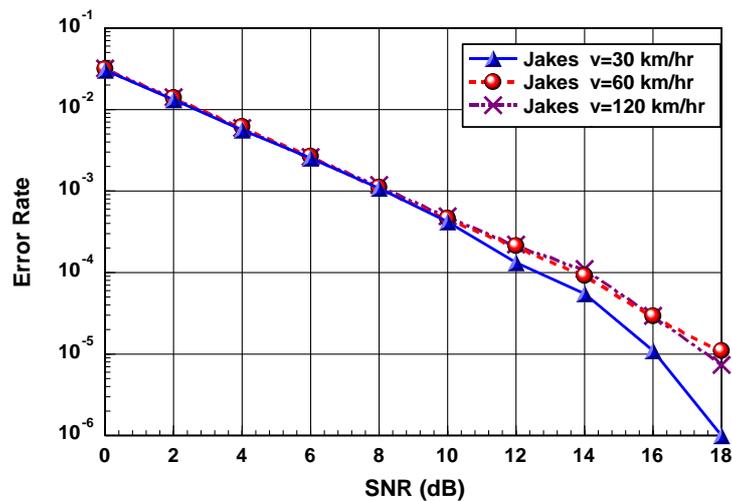


圖 5.32 DVB-T 整數載波頻率偏移估計在移動通道中的效能

5.2.2.4 碼框同步偵測之模擬結果

DVB-T 系統的碼框同步是利用 DVB-T 的 TPS 訊號來達到同步的目的，其接收機方塊圖如圖 5.33 所示，詳細的運作原理可以參考 3.2.1.3 節。

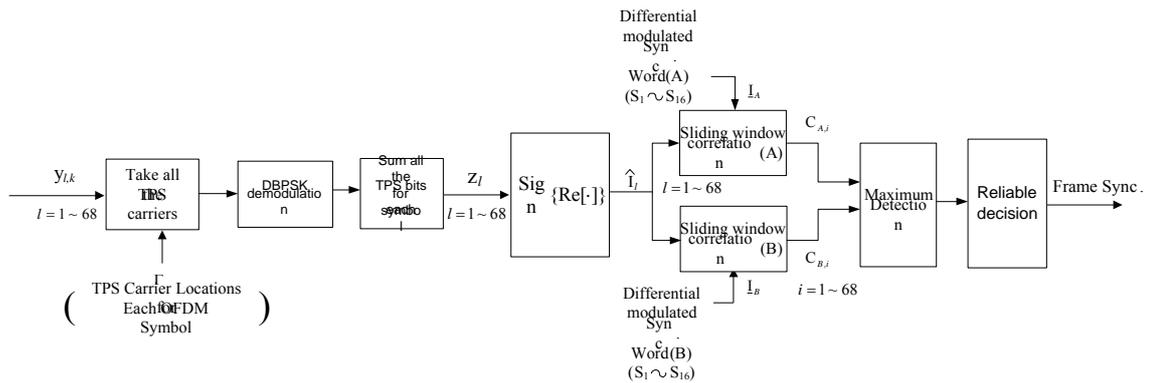


圖 5.33 DVB-T 系統碼框同步架構圖

DVB-T 系統的同步是利用 TPS 訊號的前 17 個同步位元來同步，其中第一個位元為差分調變的基準點，用來作差分調變的參考位置，所以真正用在同步是這 17 個位元的第 2 到第 17 個位元，共 16 個位元，所以我們利用這 16 個位元可以做相關數計算，由於 TPS 是做差分調變，而且每個符元所載的 TPS 資訊一樣(因為當基準的第一個符元內之 TPS 位置為亂數產生，因此經過差分調變之後，真正展現在同一符元內的 TPS 位元值不同，但其所帶的 TPS 資訊是一樣的)，因此在作相關數計算之前，可以將同一個符元內所帶的 TPS 資訊先算出來，然後作平均。在 2k 模式下每個符元都帶有 17 個 TPS 資訊，在 8k 模式下則有 68 個 TPS 資訊，在作好平均之後的 TPS 資訊已經大大減低通道雜訊的干擾，因此有相當高的可靠性來判斷 TPS 資訊所代表的位元值，在這邊利用決策器可以來決定 TPS 資訊為 0 或 1。接著利用這些平均之後的 TPS 資訊來作相關數的計算，因為傳送端送出的 TPS 資訊是固定的 (0011010111101110 或 1100101000010001)，因此接收端可以利用這二個已知數值和分析出來之 TPS 資訊作匹配的動作，如果匹配到，則相關數會很大，如果沒有匹配，則相關數會變小，其相關數計算如圖所示，因此尋找最大的相關數所對應的起始位置即為一個碼框的開始位置，由此達到同步的目的。

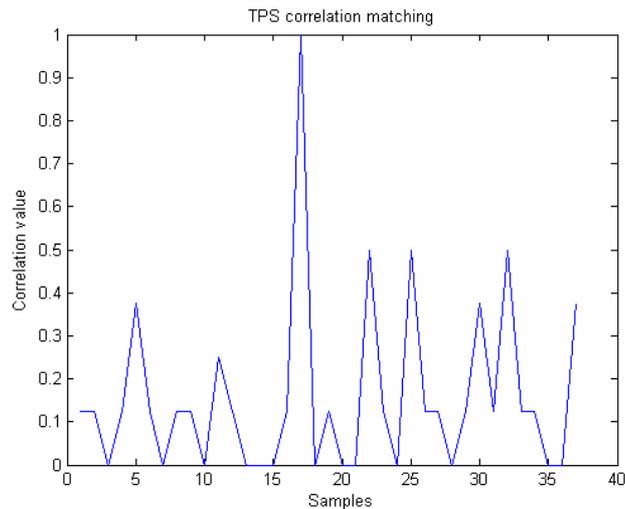


圖 5.34 TPS 同步位元與接收到之 TPS 資訊匹配計算之相關數

由於本系統在偵測碼框同步有加入合理性判斷，因此系統的同步正確率可以達到相當不錯的表現，所謂合理性判斷是將因雜訊影響而產生的不合理判斷消除，不合理判斷包括應該匹配但沒有匹配到的情形，及不應該匹配但相關係數卻達到很高的情形二種。應該匹配但沒有匹配到的情形是因為系統受雜訊干擾，原本同步位置的相關係數變小，而且小於其他非同步位置的相關係數的情形，這時所採取的對策為前後呼應法，因為正常的同步應可達到最大的相關係數，如果相關數匹配並未達到最大的相關數值，則視為不確定同步判斷，此時的碼框同步位置將參考前幾個確定性碼框同步位置(相關數值為 1)，來決定現在的碼框同步位置。第二種情形是不應該匹配到的同步位置，但相關係數卻達到很高的情形。由於每個符元有經過符元內部所有 TPS 資訊平均的動作(2k 有 17 個 TPS 位元作平均，8k 有 68 個 TPS 位元作平均)，其受到雜訊干擾的機會已經大大地減低，但因為同步位元是用 16 個符元的 TPS 資訊來作相關匹配，因此若這 16 個符元內的所有 TPS 資訊都受到通道的嚴重干擾，產生雜訊這剛好匹配同步位元，這時就會產生錯誤的同步位置判斷，雖然這樣的發生機率非常低，但系統還是要作一些防範措施，因應對策是連續性判斷法，因為數位電視訊號在正常發送時，碼框位置是不會隨意改變，因此接收機所作出來的同步判斷應該是連續性的，同步位置應該不會改變，如果在多個一樣的同步位置判斷中，突然出現與其他同步位置截然不同的位置，這時將視其為不合理同步判斷，因此在這個碼框的同步位置，將參考前幾個碼框確定性同步位置來決定。經由合理性判斷，碼框的同步位置將可以更正確，以下是根據不同的通道情形模擬所決定最小的訊號雜訊比：

表 5.9 電腦模擬系統在不同通道所需的最小訊號雜訊比

通道	最小訊號雜訊比
AWGN	-17dB
雙路徑瑞雷通道(車速 30km/hr)	-17dB
雙路徑瑞雷通道(車速 60km/hr)	-12dB
雙路徑瑞雷通道(車速 120km/hr)	-7dB

由表 5.9 為電腦模擬系統在不同通道所需的最小訊號雜訊比，這邊的最小訊號雜訊比指的是當訊號通過通道時，只要訊號雜訊比大於這個最小值，則可以達到近乎沒有錯誤的情況，因為本系統有加上合理性判斷，因此碼框同步只要在這個條件下，可以達到百分之百的正確同步，但是也因為有合理性判斷的機制，如果訊號雜訊比小於這個最小值，則碼框同步幾乎會達到全部錯誤的情況，這也就是一般所知的訊號峭壁現象，因此如果系統要正常運作，訊號雜訊比必須要大於這個最小值。由以上的模擬可知，只要訊號的訊號雜訊比大於-7dB，則碼框同步在以上的通道都可以達到百分之百的正確同步，一般的數位電視訊號的訊號雜訊比都會遠大於這個值，因此本系統所使用的方法將可以有效用在實際的 DVB-T 碼框同步上。

5.2.2.5 通道估測

AWGN 通道下多重路徑與能量關係

只考慮 AWGN 通道的效應，並比較不同通道最大延遲，與不同通道能量的通道估測模擬結果如下：

由模擬結果可以看出改良型 LMMSE 通道估測法有較佳的表現。

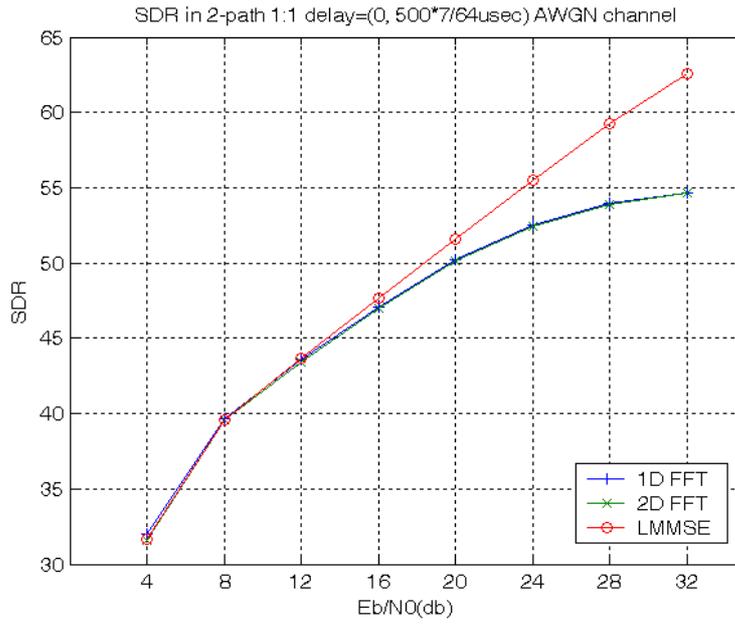


圖 5.35 1:1 AWGN 通道的 SDR

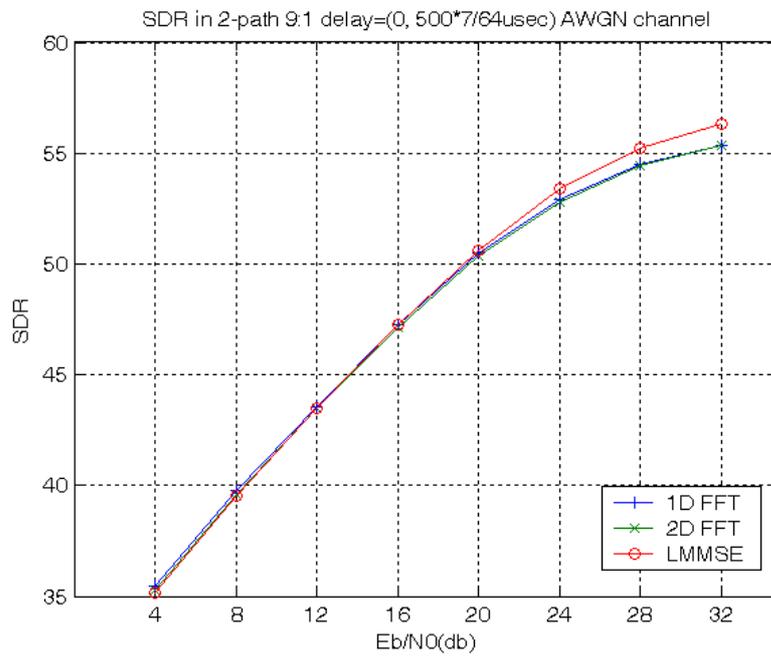


圖 5.36 9:1 AWGN 通道的 SDR

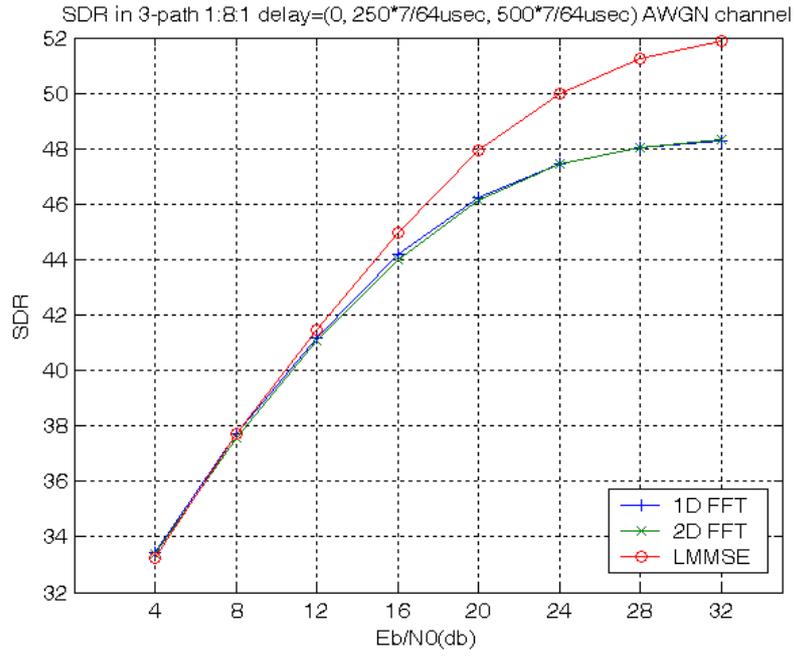


圖 5.37 1:8:1 AWGN 通道的 SDR

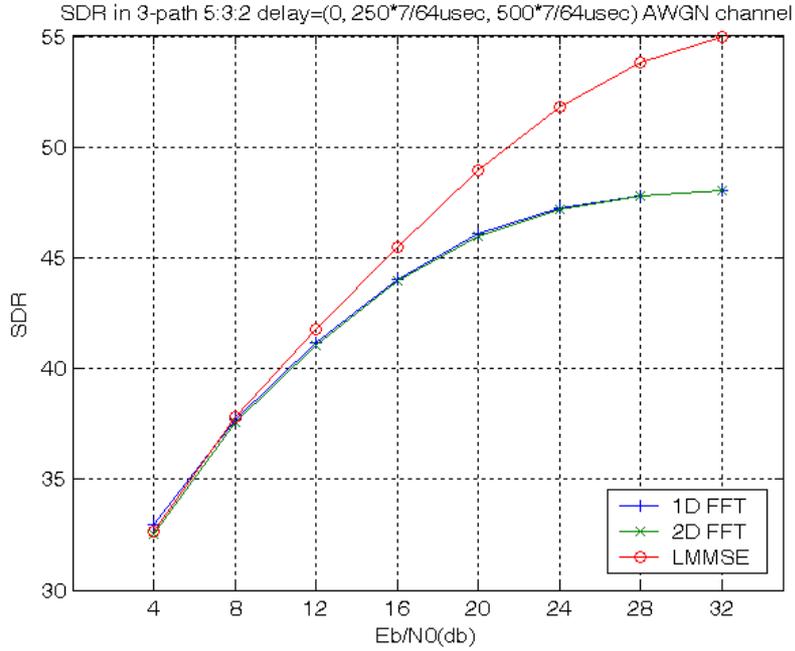


圖 5.38 5:3:2 AWGN 通道的 SDR

接收機移動速度之影響

理論上二維快速傅立葉轉換內插法在車速快、通道變化快時，應該比一維快速傅立葉轉換內插法準確，但兩方法的模擬結果並沒有看見太大的差別，原因可能是由於二者都加上了時間軸的線性內插法，因此二維內插法使用的參考點訊號有些來自線性內插法的估計結果，若估計有誤差，則二維內插法則較顯現不出其優點。

模擬的結果顯示，當Path間的延遲越大時，SDR越大，這是因為在DVB-T的標準中2048點的 sub-carriers只用了1705點的 active sub-carriers，這樣的效應等於是在頻域上乘上一方波，相當於通過帶通濾波器的效應，轉換到時域時，就等效是通道和一sinc波做摺積。由於sinc函數是一個長度無限長的函數，當通道有多重路徑延遲的情況，各路徑的估計結果會受到其他路徑上sinc函數兩側波瓣（side-lobe）干擾。因此只要通道延遲小於保護區段長度，延遲越大時，兩側波瓣的干擾越小，相鄰兩估計路徑受彼此兩側波瓣的影響較小。上述情形由圖.5.39、5.40說明。

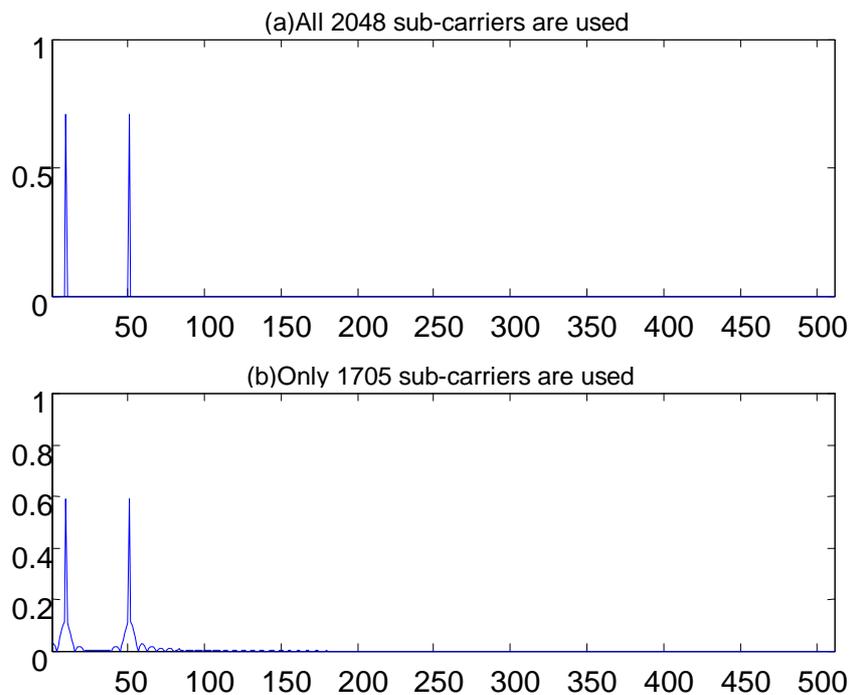


圖 5.39 2K 模式下，通道延遲為 $50 \cdot 7 / 64 \mu\text{sec}$ 的估計結果

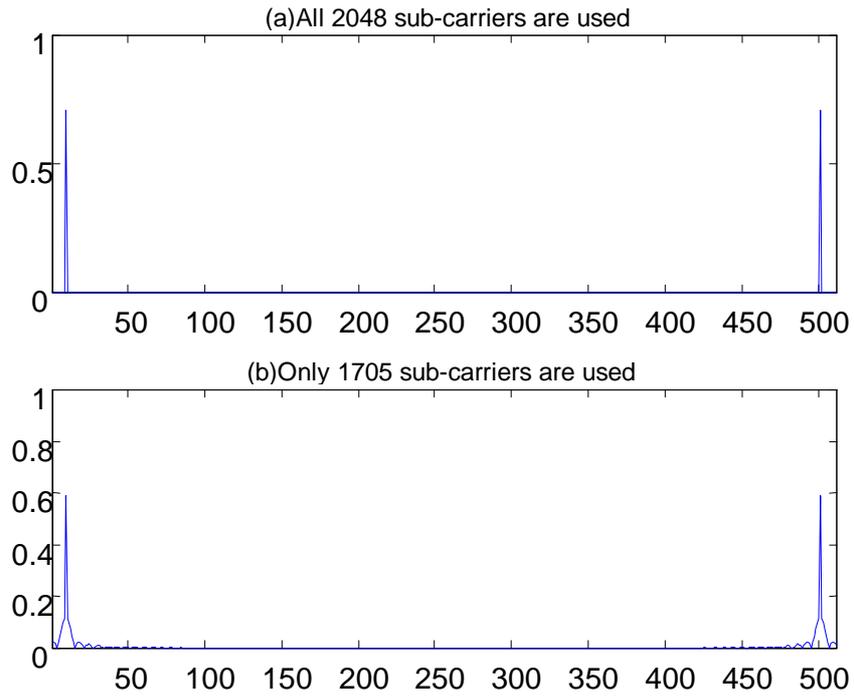


圖 5.40 2K 模式下，通道延遲為 $500 \times 7/64 \mu\text{sec}$ 的估計結果

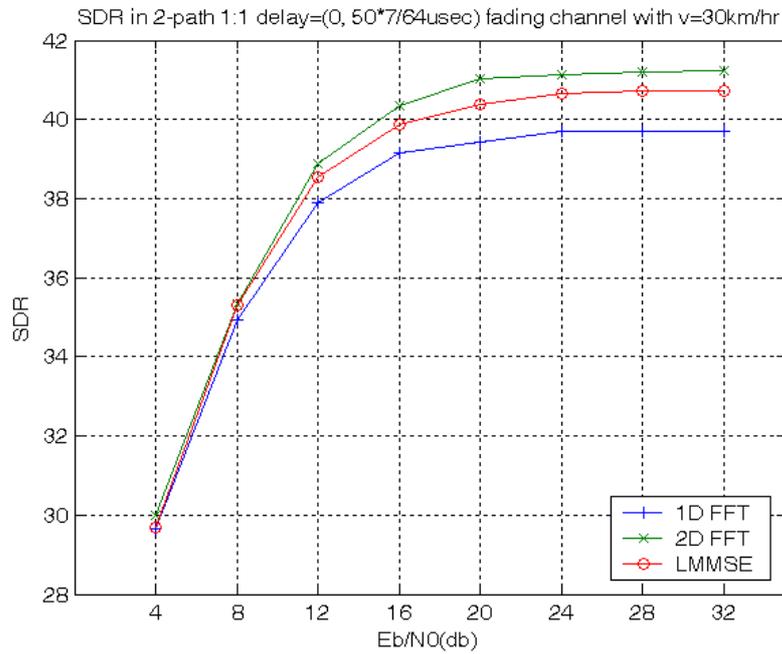


圖 5.41 雙重路徑，路徑能量比 1:1 Delay= $50 \times 7/64 \mu\text{sec}$ 車速 30km/hr 的 SDR

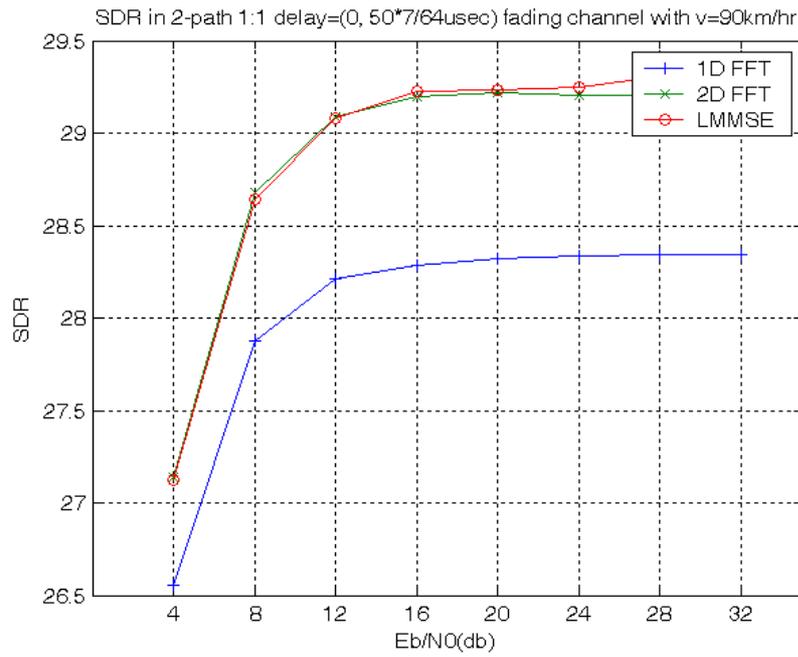


圖 5.42 雙重路徑，路徑能量比 1 : 1 Delay=50×7/64usec 車速 90km/hr 的 SDR

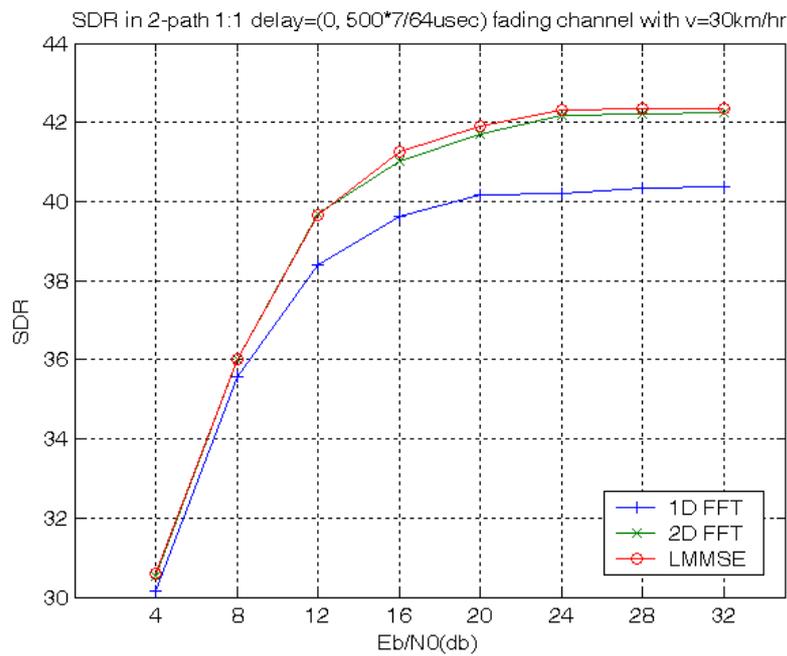


圖 5.43 雙重路徑，路徑能量比 1 : 1 Delay=500×7/64usec V=30km/hr 的 SDR

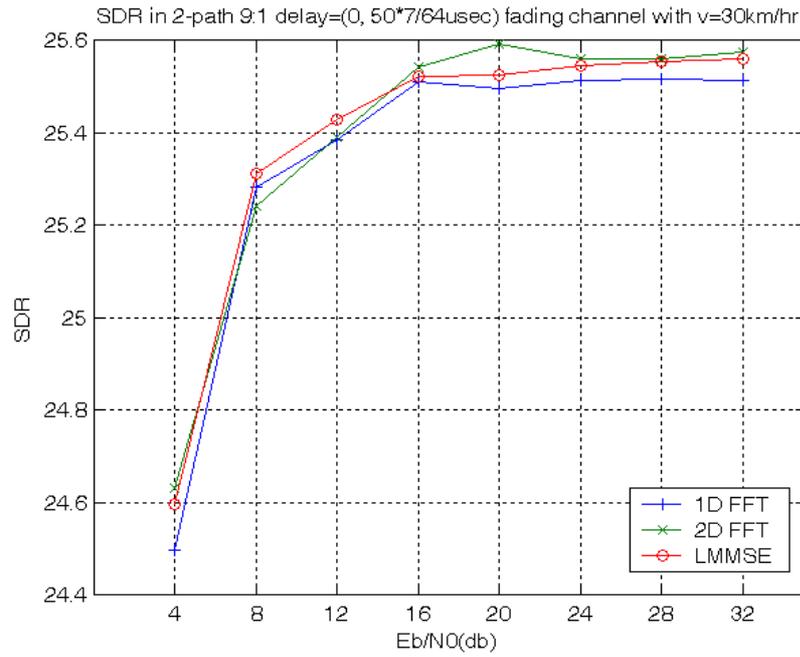


圖 5.44 雙重路徑，路徑能量比 9：1 Delay=50×7/64usec V=30km/hr 的 SDR

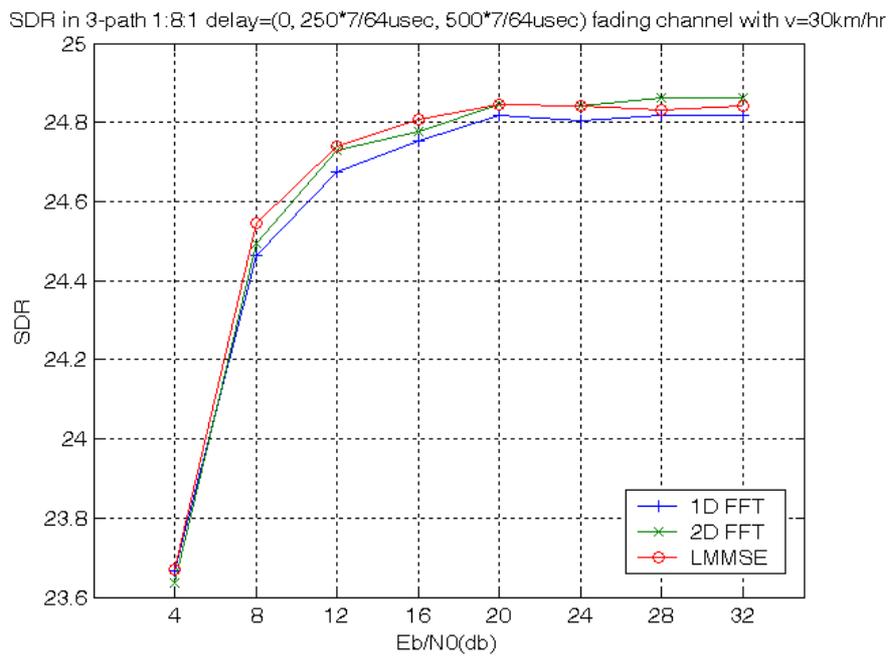


圖 5.45 三路徑，路徑能量比 1：8：1 V=30km/hr 的 SDR

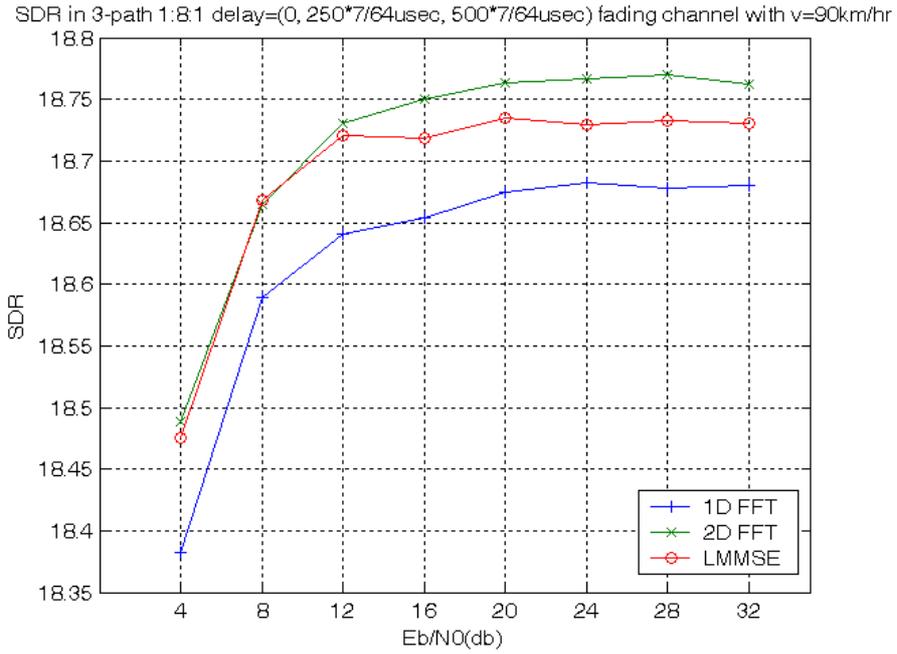


圖 5.46 三路徑，路徑能量比 1 : 8 : 1 V=90km/hr 的 SDR

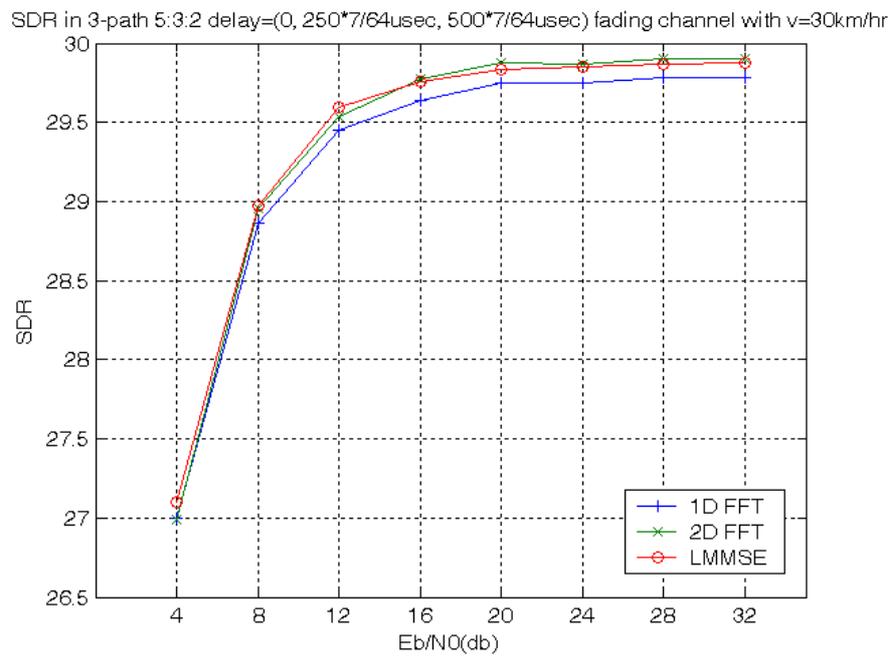


圖 5.47 三路徑，路徑能量比 5 : 3 : 2 V=30km/hr 的 SDR

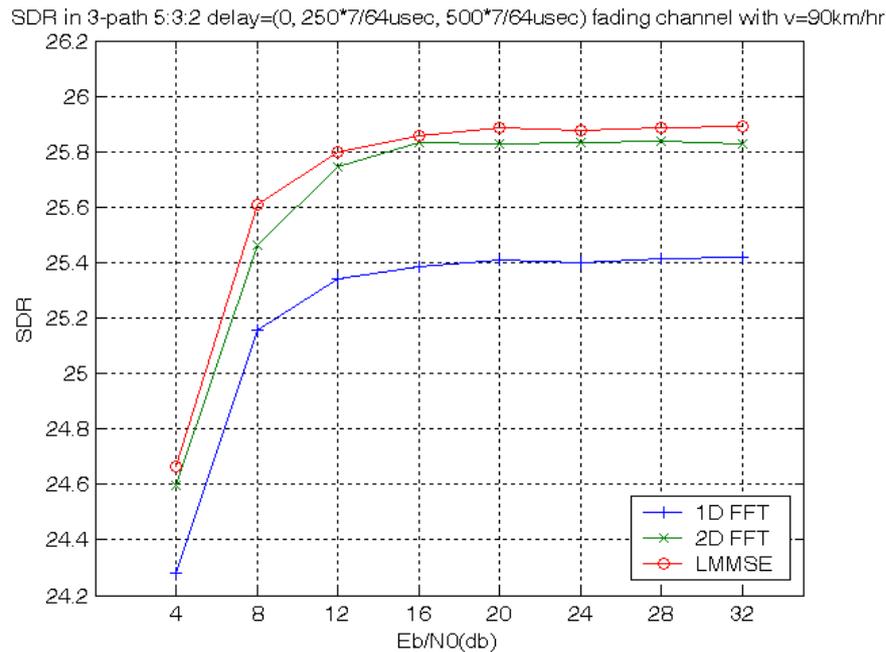


圖 5.48 三路徑，路徑能量比 5 : 3 : 2 V=90km/hr 的 SDR

5.2.2.6 通道等化器與訊號檢測

模擬的結果顯示在通道沒有衰變 (Fading) 的情況下，即 AWGN 通道，逼零等化器有很好的效能表現，路徑的延遲時間不同並不會影響等化器消除通道的效應，當多重路徑的能量越集中及路徑的數目越少時，其有較好的效能表現。而在通道有衰變 (Fading) 且相同車速的情況下，多重路徑的延遲時間對消除通道影響不大，多重路徑數目愈少效能表現越佳，但若能量分散甚至是平均分配則效能降低。通道的都卜勒頻率偏移和接收機的移動速度成正比，而都卜勒偏移又和通道的同調時間成反比。因此當接收機移動速度越快，代表通道變化越快。在不同的車速時，若路徑數目多則車速快時有較佳的效能表現；在路徑數目少時，低訊號雜訊比時，車速不太影響效能表現，高訊號雜訊比時，車速慢有較佳的效能表現。值得一提的，就是當通道為 AWGN 通道時，二條路徑功率比為一比一的情況下，其訊號通過通道的效能，反而會比訊號通過有車速情況下的通道效能差，這是因為當二條路徑功率比為一比一時，二路徑的相位差可能會有 180 度或接近 180 度的情形，此時訊號將會構成破壞性合成，因此訊號在時域中會有比較多能量對消的情況出現，即接收訊號會有較多的 Null 點，其間接會造成雜訊增強的現象，因此在此通道下，系統的效能會減低。而在有 fading 的通道，即有車速的情況下，因為二條通道隨時在變，二條路徑對消的情況相對上減輕很多，也因此功率比為一比一的通道，訊號在車速比較快的效能反而會比較好，詳細模擬圖可參照圖.5.49~ 圖.5.53。

AWGN 通道

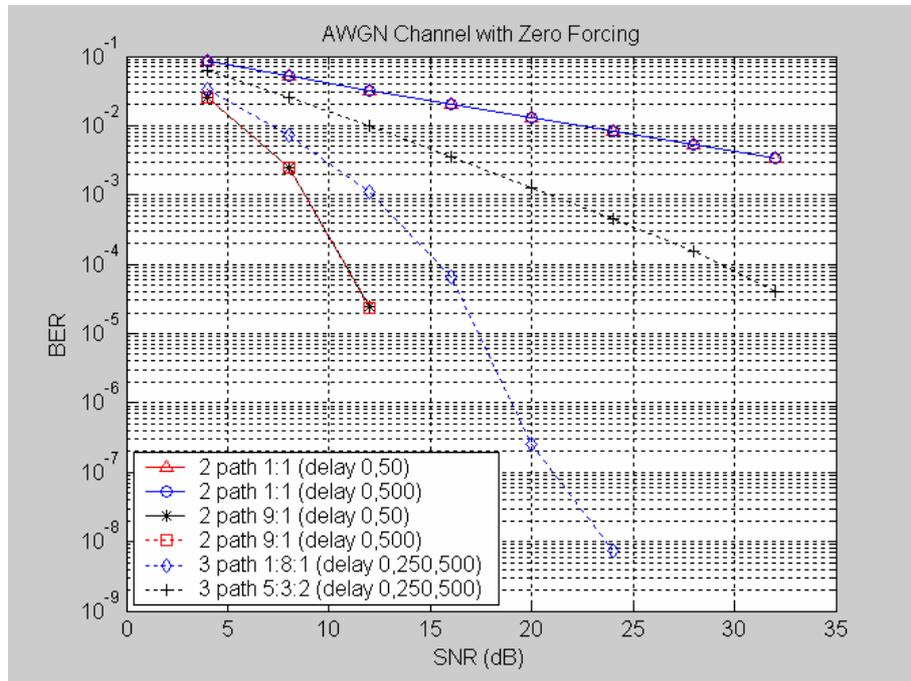


圖 5.49 逼零等化器在 AWGN 通道下的 BER

行動接收通道

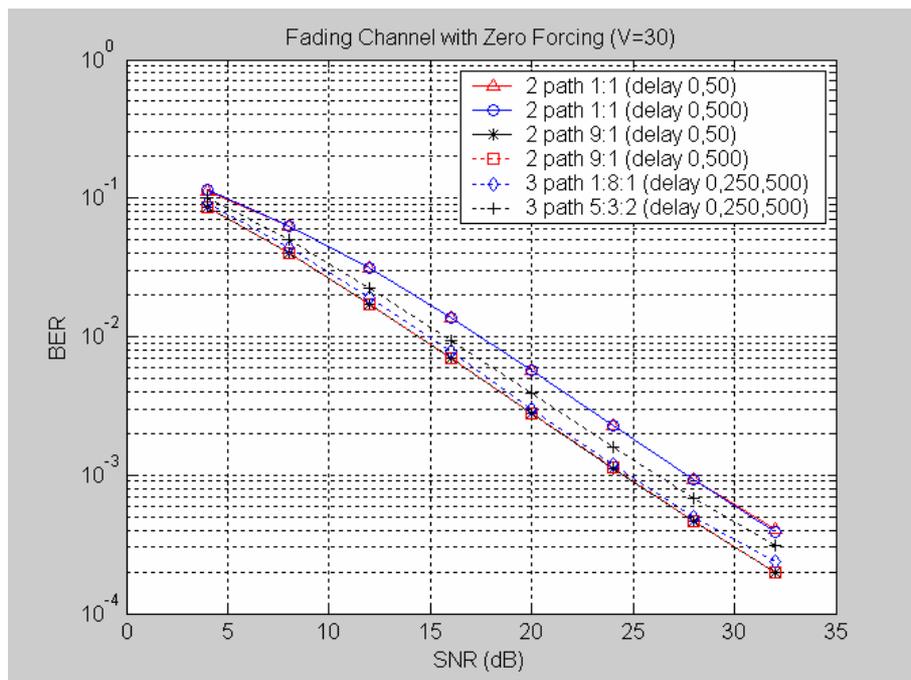


圖 5.50 逼零等化器在行動接收通道下的 BER (車速 30km/hr)

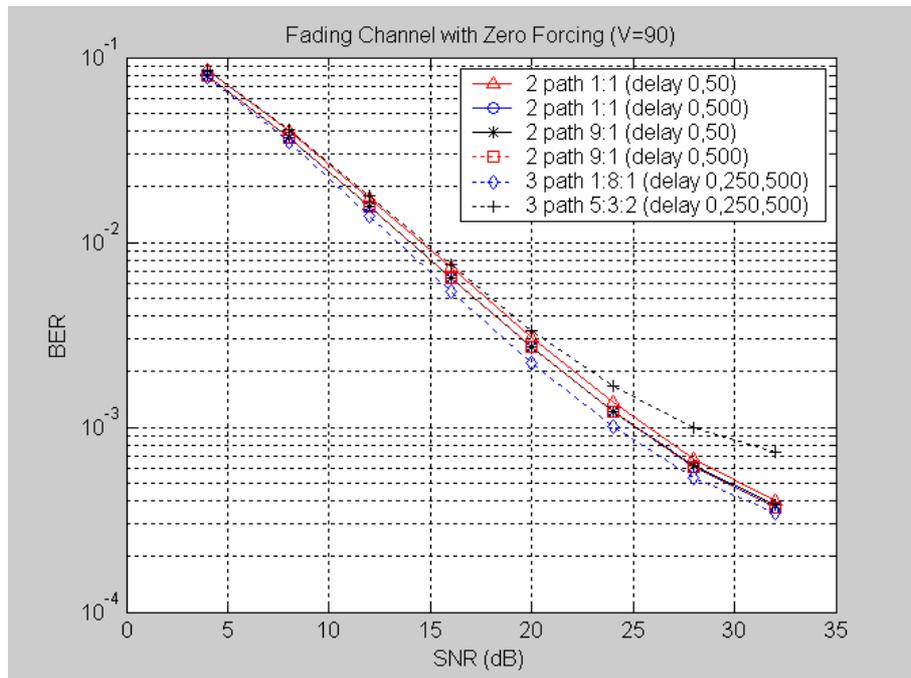


圖 5.51 逼零等化器在行動接收通道下的 BER (車速 90km/hr)

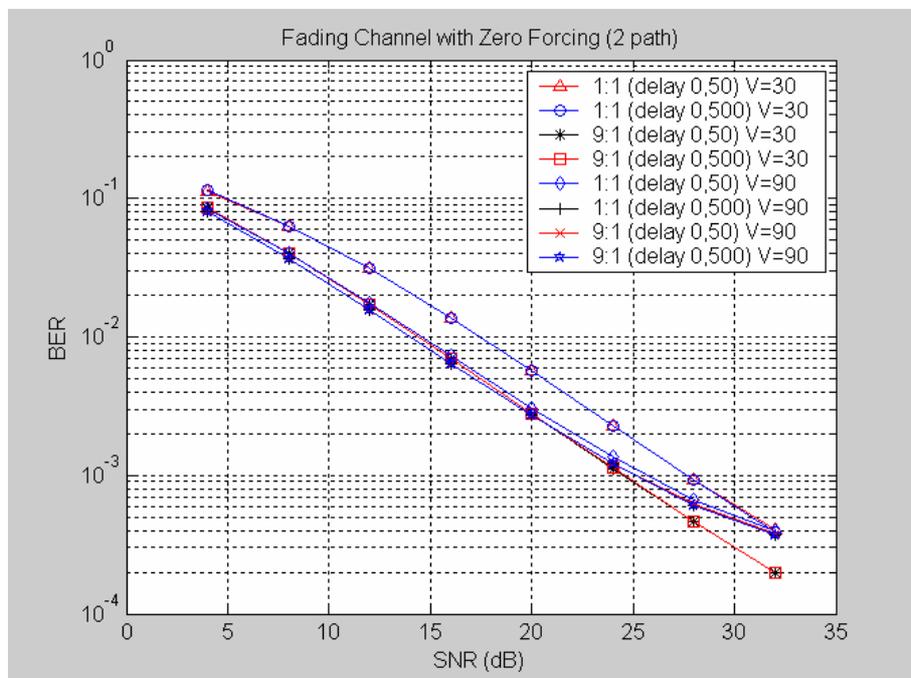


圖 5.52 逼零等化器在兩條路徑下行動接收通道下的 BER (車速 30km/hr and 90km/hr)

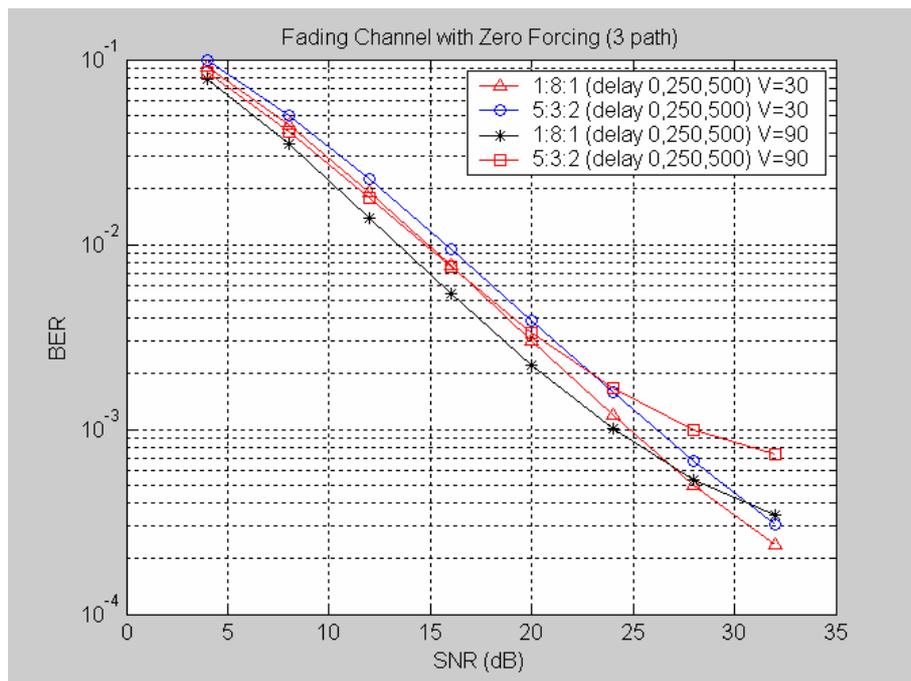


圖 5.53 逼零等化器在三條路徑下行動接收通道下的 BER (車速 30km/hr and 90km/hr)

5.2.2.7 Viterbi 更正碼解碼系統之模擬結果

DVB-T 的 inner code 在 AWGN 的電腦模擬結果為圖.5.54, 軟性決策的 Viterbi 演算法 (Soft-Decision VA, SDVA) 會比硬性決策的威特比演算法 (Hard-Decision HDVA) 好 2 dB。而為了提升系統傳輸速度而經過打孔後的系統效能會略差 1dB 左右；在 AWGN 通道下，含有頻率交錯器的系統，效能並不會變好。接著我們模擬雙重路徑通道干擾對系統所造成的影響，圖.5.55 所模擬的環境各路徑能量比為 1:1，路徑延遲為 $15 \times 7/64 \mu\text{sec}$ ，車速=0 km/hr，即通道並不會隨著時間改變，但是由於此時是頻率選擇性衰減通道，故有經過頻率交錯器的系統效能會明顯變好，由圖.5.55 可以看出大約可以好 5 到 8 dB。圖.5.56 至圖.5.58 分別模擬車速 30、60、120 km/hr 在雙重路徑通道干擾的環境下，各路徑能量比為 4:1，路徑延遲為 $15 \times 7/64 \mu\text{sec}$ ，圖. 5.59 為碼率=1/2，含有頻率交錯器的系統，移動速度分別為 0，30，60，120 km/hr 的位元錯誤率模擬圖，當通道受到都普勒效應的影響，通道環境在某些時間點的情況下是非常糟的，發生連續性錯誤 (burst error) 的情況大為增加，即使藉由頻率交錯器，所發生連續性錯誤 (burst error) 依舊影響系統效能，此時只單一使用內層通道編碼效能會變的較差，需要配合時域交錯器以及能抵抗連續性錯誤的外層 RS 通道編碼來提升系統的效能。此外，在圖 5.54 至圖 5.59 分別我們也分別比較以硬性決策和軟性資訊為輸入的威特比演算法系統效能。由模擬結果圖中可以發現，輸入為軟性資訊的威特比演算法系統效能較硬性決策之威特比演算法系統效能來的佳，約有 2dB 系統效能提昇，這是

因為考慮了通道狀態資訊後的接收訊號的軟性資訊，提供給系統解碼器更可靠的資訊做解碼。

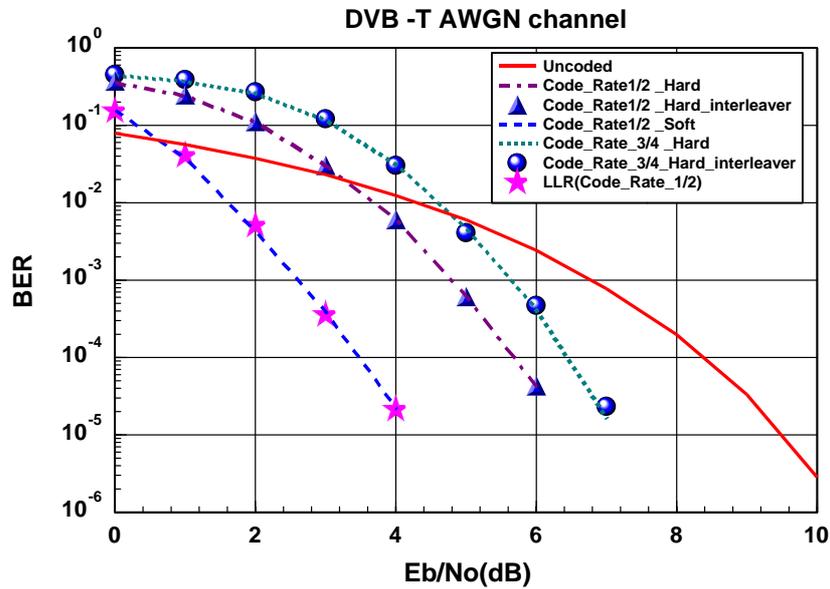


圖 5.54 DVB-T 系統在 AWGN 通道下不同碼率之含交錯器軟硬 Viterbi 演算法位元錯誤率之比較

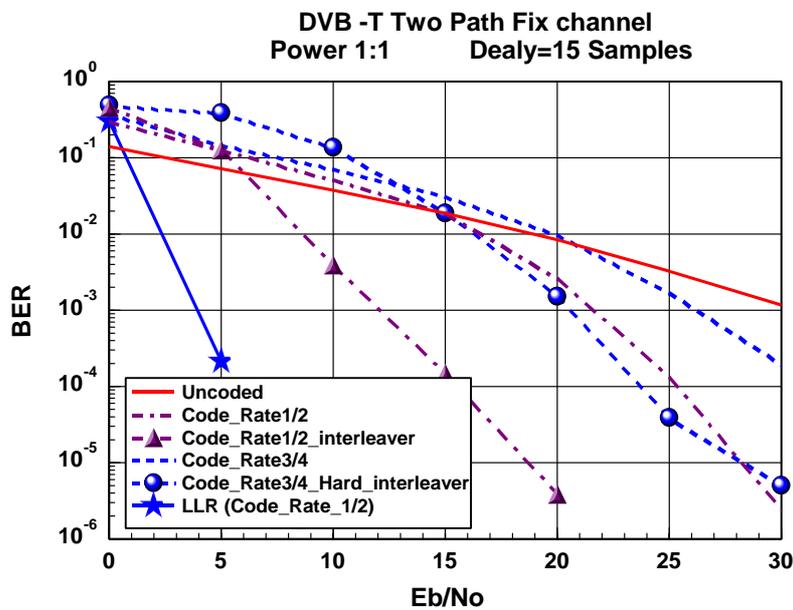


圖 5.55 DVB-T 系統在無衰變多重路徑通道下不同碼率之含交錯器軟硬 Viterbi 演算法位元錯誤率之比較

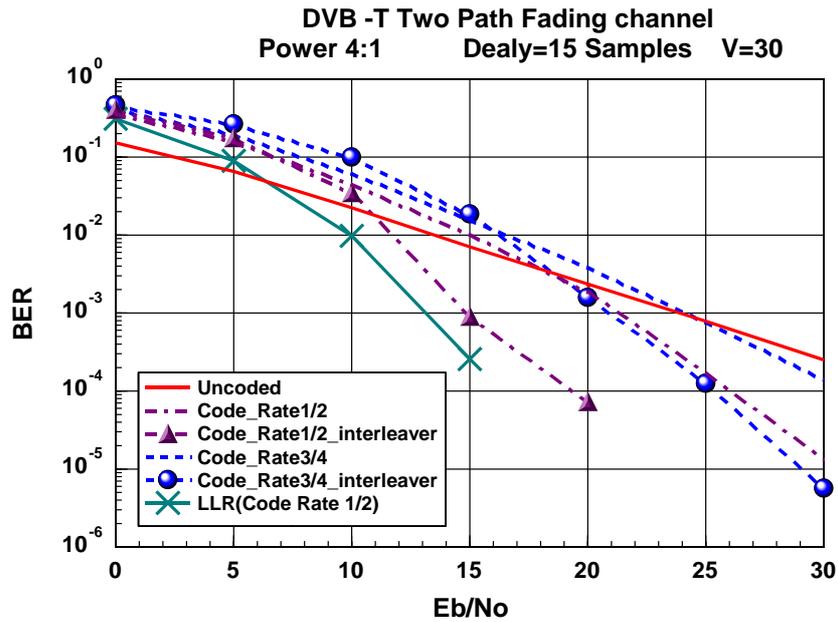


圖 5.56 DVB-T 系統在多重路徑行動通道下不同碼率之含交錯器硬式 Viterbi 演算法位元錯誤率之比較（移動速度：30km/hr）

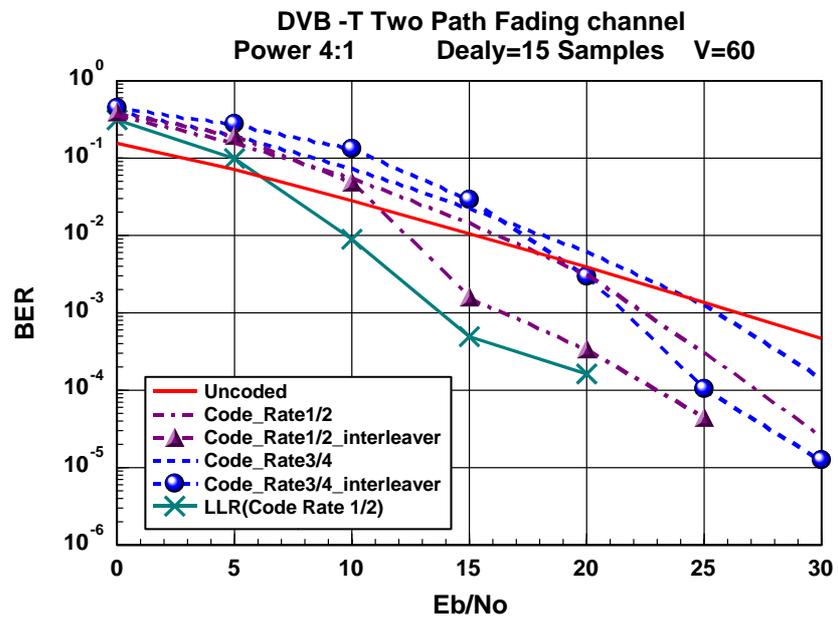


圖 5.57 DVB-T 系統在多重路徑行動通道下不同碼率之含交錯器硬式 Viterbi 演算法位元錯誤率之比較（移動速度：60km/hr）

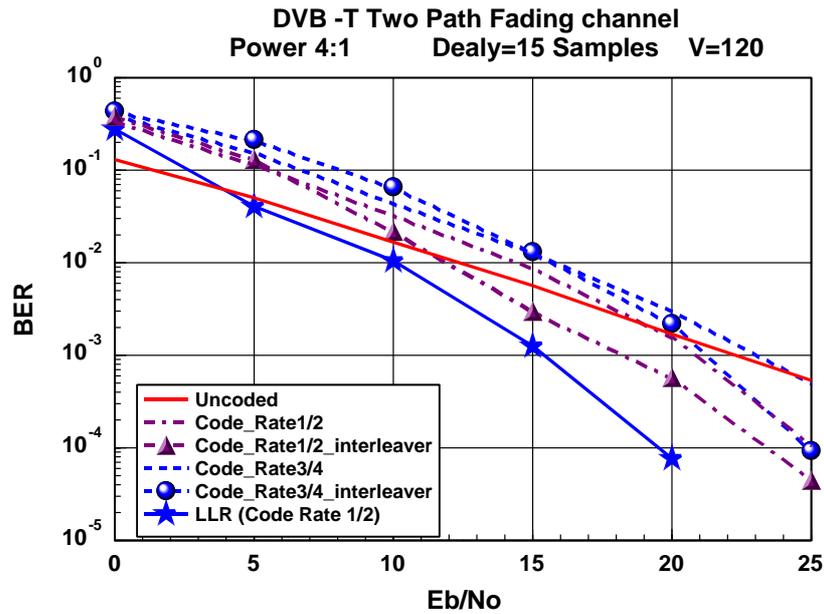


圖 5.58 DVB-T 系統在多重路徑行動通道下不同碼率之含交錯器硬式 Viterbi 演算法位元錯誤率之比較（移動速度：120km/hr）

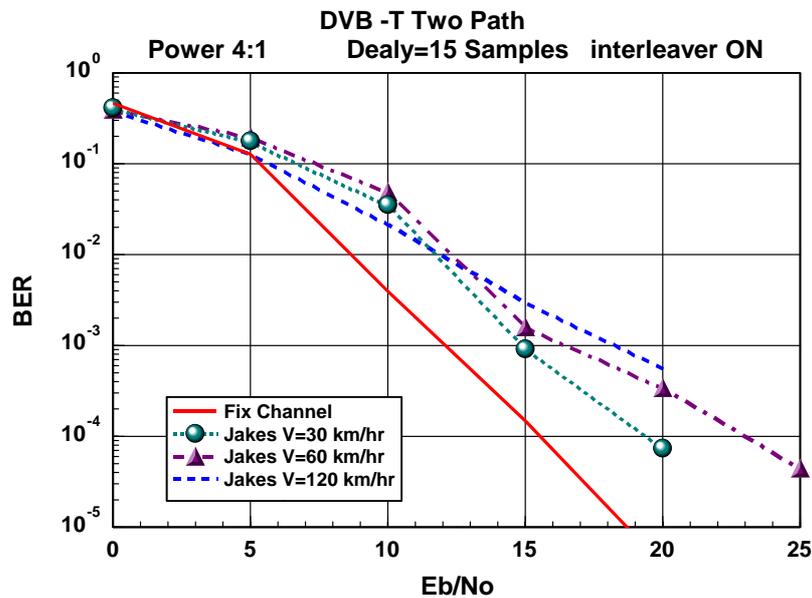


圖 5.59 DVB-T 系統在多重路徑通道下碼率為 1/2 之含交錯器硬式 Viterbi 演算法位元錯誤率之比較

5.2.2.8 Reed-Solomon 碼解碼系統之模擬結果

圖 5.60 為 Reed-Solomon code 在 AWGN 的條件下模擬的結果如圖 5.60 所示，在 SNR=5dB 的時候可以看到 coding gain，因為 Reed-Solomon code 適用在

Burst error 的情形，在 Low SNR 的時候，收到資訊的錯誤太過分散，導致 Reed-Solomon code 在較低的 SNR 時看不出有 coding gain，等到較高的 SNR 時才表現出來有編碼效果。圖 5.61、5.62 及 5.63 這 3 張圖為表示 Reed-Solomon code 在 Two-path Fading Channel 的情況下的模擬結果，這兩個 path 的 power 比例為 4:1，且 path 之間的 delay samples 為 15 個 samples。圖 5.61 為 Reed-Solomon code 在車速 30 公里/小時車速下的模擬結果，三角形的曲線為沒有任何編碼的結果，正方形的曲線為 Reed-Solomon 編碼的模擬，圓形的曲線為 Reed-Solomon code 加上 Interleaver 的模擬結果，在 BER=10⁻⁵ 時的有 Interleaver 的 Coding gain 約 2.5dB。圖 5.62 及圖 5.63 分別為 Reed-Solomon code 在車速 60 公里/小時及 120 公里/小時車速下的模擬結果，及分別有比較沒有編碼和編碼加上 Interleaver 的模擬曲線，三角形的曲線為沒有任何編碼的結果，正方形的曲線為 Reed-Solomon 編碼的模擬，圓形的曲線為 Reed-Solomon code 加上 Interleaver 的模擬結果。圖 3.64 分別為 Reed-Solomon code 在各種不同車速下的比較結果，由圖可知在相同的 SNR 時則車速越高其 BER 越高、performance 越差，這三種車速在較低 SNR 時其表現都差不多，因為 Reed-Solomon code 處理的 Burst error 在這時沒有產生很大的效果表現出來，在車速 30 公里/小時、SNR 大約 15dB 時才開始慢慢有 Coding gain 的效果產生，有加上 Interleaver 的時候也約在 SNR=15 db 左右才會有 gain 存在。因為 Reed-Solomon code 在較低 SNR 時表現沒有說很好，所以在接收機的部份，在 Reed-Solomon code decoder 前面再加上一個 Convolutional Code decoder 可以解決此一現象，先藉由 Convolutional Code decoder 把一些分散的錯誤更正回來，再由在 Reed-Solomon code decoder 把 Burst error 錯誤更正。

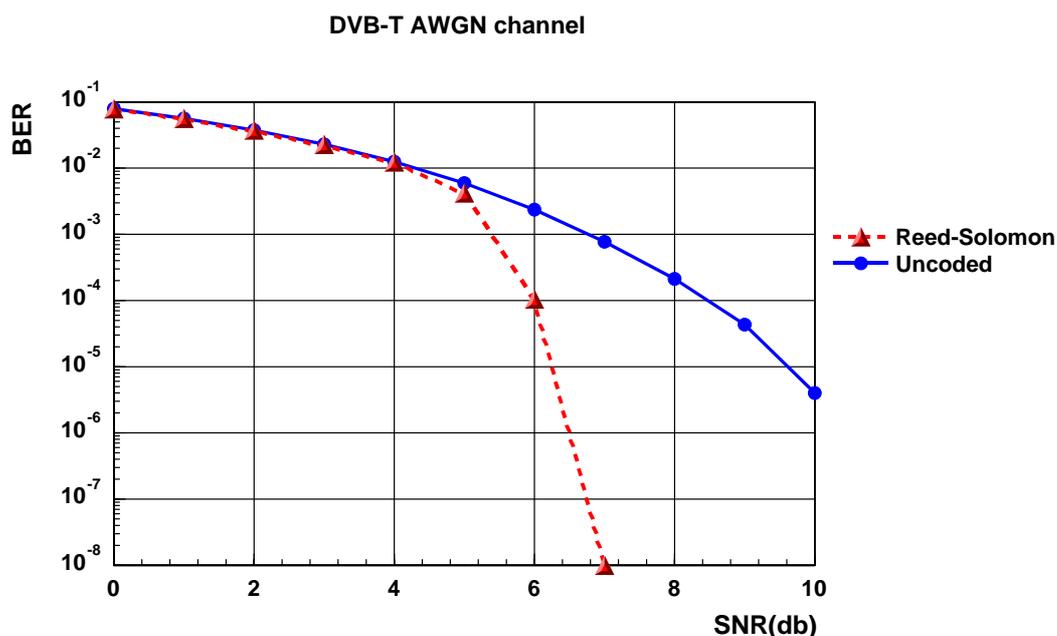


圖 5.60 外層編碼在 AWNG 下的模擬

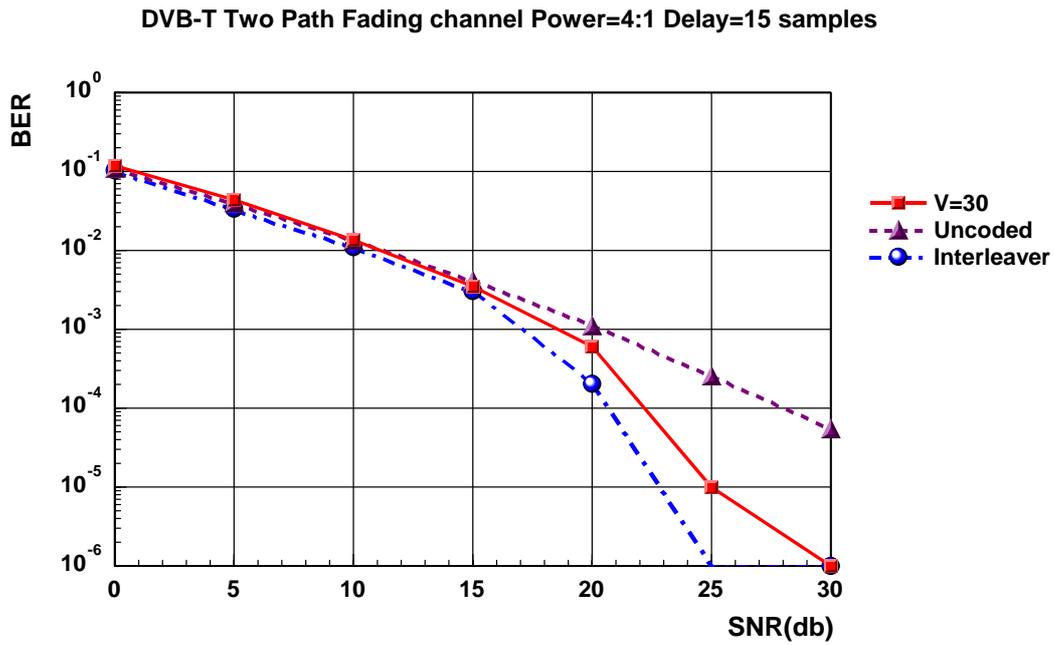


圖 5.61 外層編碼在 30 公里車速 fading 下的模擬

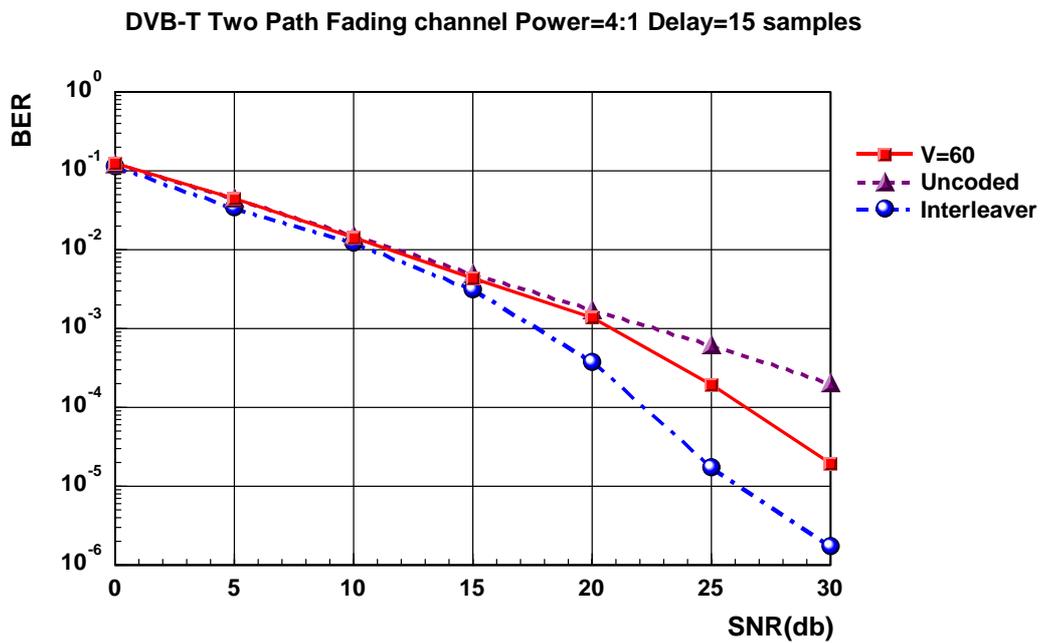


圖 5.62 外層編碼在 60 公里車速 fading 下的模擬

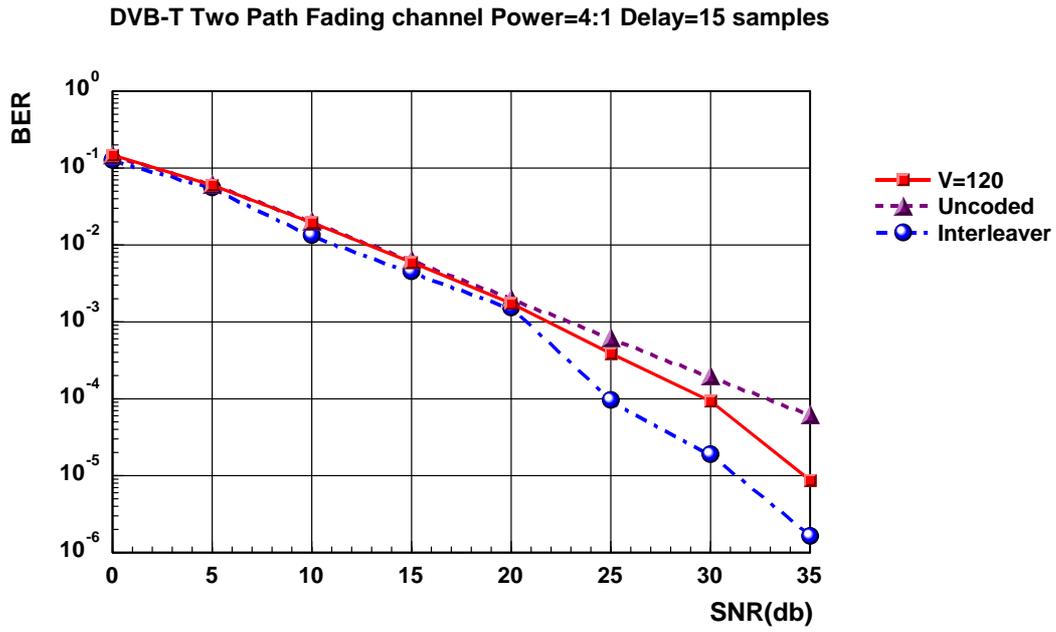


圖 5.63 外層編碼在 120 公里車速 fading 下的模擬

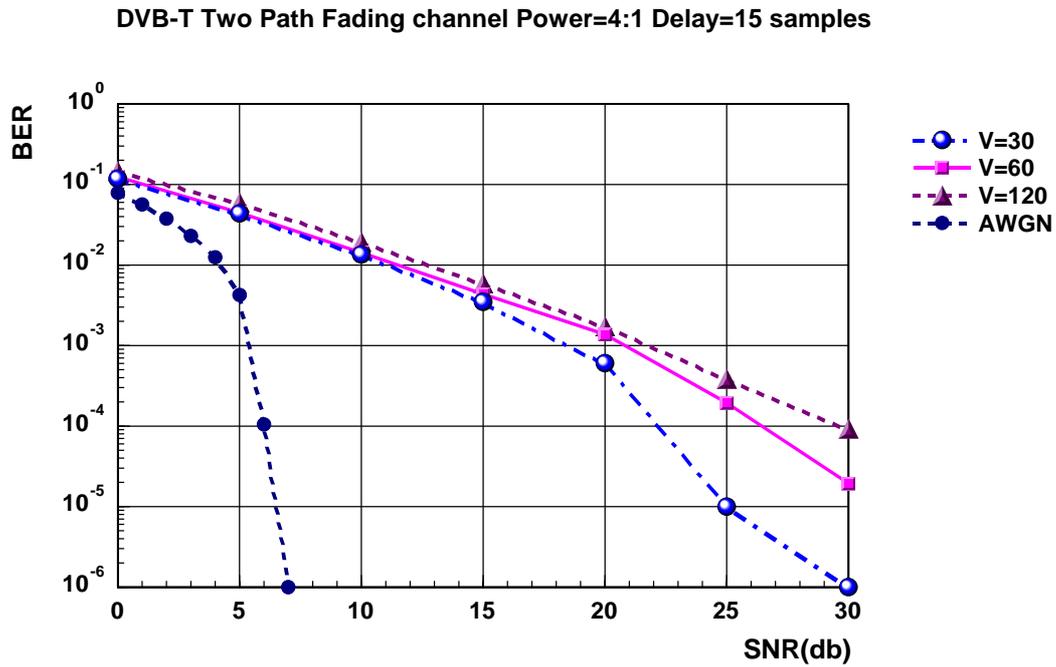


圖 5.64 外層編碼在 30,60,120 公里車速 fading 下的比較

6 結論

由於科技的進步，未來所有的電視廣播與電台的節目廣播將朝向全面數位化，因此數位電視的發展與數位廣播的發展將是現在非常熱門的研究方向，另外由於消費性電子產品朝向多樣性發展，市面上琳瑯滿目的商品功能也越來越多，這時就會有個趨勢，就是電子產品將朝向整合的目標邁進，如此各種電子產品將可以有更多的功能，而整體的硬體將因為有效地整合，讓整個軟硬體成本將可以更經濟實惠，也因此系統整合也是目前各研究單位積極推廣的方向，目前系統整合的最熱門目標是將系統整合於單一晶片上，即 SOC (System On a Chip) 的發展目標。本計畫的研究根據數位電視廣播與數位音響廣播國際標準的技術發展與系統整合 SOC 的趨勢，發展出整合數位電視廣播系統(DVB-T)及數位音響廣播系統(DAB)的目標，以期提供一套整合性的數位廣播接收端系統，讓數位廣播領域方面的技術向上提昇。

本計畫為三年期計畫，第一年主要完成數位電視廣播系統(DVB-T)與數位音響廣播系統(DAB)同步部份的系統整合，第二年主要完成 DVB-T 系統的通道估計與等化器及 DAB 系統與 DVB-T 系統資料決策器部份的整合，第三年主要完成 DVB-T 系統與 DAB 系統解交錯器與威特比解碼器的整合，當然還包括 DVB-T 系統里得所羅門解碼器的設計。

第一年的同步設計的內容包括碼框時間同步設計、符元時間同步整合設計、小數頻率偏移同步整合設計、整數頻率偏移同步設計、快速符立葉轉換整合設計等，第二年的計畫內容包括 DVB-T 系統 1D-FFT 通道估計設計、2D-FFT 通道估計設計、最小均方差通道估計設計、等化器設計、DAB 系統差分四相位移鍵解調器設計、DVB-T 系統與 DAB 系統資料決策器之設計等，第三年的計畫內容包括 DAB 與 DVB-T 系統威特比解碼器整合設計、DAB 系統符元解交錯器設計、DAB 系統位元解交錯器設計、DVB-T 內層解交錯器設計、DVB-T 外層解交錯器設計、DVB-T 系統里得所羅門解碼器設計等，因此本計畫將 DAB 系統與 DVB-T 系統相似度高的區塊整合起來，整合之後的系統將可具有 DAB 系統與 DVB-T 系統的雙效功能，並且進一步可以節省電路設計的成本，這將是具備雙效合一特色之電路架構。

本計畫透過數學演算法與各種架構的設計，讓各個系統正常運作，而且透過系統架構的改良，讓整個系統可以有更好的效能表現，另外利用電腦模擬的方式來驗證本計畫所設計的各部份子電路區塊的功能，由電腦模擬的資料可以看得出來，本計畫所設計的系統，在 DAB 系統或 DVB-T 系統模式下，於不同的通道情況都有不錯的表現，因此本計畫的系統架構將可提供相關的產業或研究單位，作為數位廣播系統技術發展的重要參考依據。未來在數位電視的技術發展方面，如果可以加入多路徑干擾消除技術 (MPIC) 與多天線接收技術 (MIMO)，將可以大大提升現行數位電視系統的效能，因此這也是本計畫目前研

擬發展的目標。

參考文獻

- [1] Draft prETS 300401 v1.3.2 (2000-09) . “Radio broadcast system: Digital Audio Broadcasting (DAB) to mobile, portable and fixed receivers”.
- [2] T.Keller and L.Hanzo, “ Orthogonal Frequency Division Multiplex Synchronization Techniques for Wireless Local Area Networks ” PIMRC’96, p.963-967, 1996.
- [3] Der-Zheng Liu, Che-Ho Wei and Chung-Ju Chang, “ An Extension of Guard-Interval Based Symbol and Frequency Synchronization Technique for Wireless OFDM Transmission ” VTC 2001 Fall, Vol.4, p.2324-2328, 2001.
- [4] Karthik Ramasubramanian and Kevin Baum, “ An OFDM Timing Recovery Scheme with Inherent Delay-Spread Estimation ” Global Telecommunications Conference 2001, GLOBECOM’01, Vol.5, p.3111-3115, 2001.
- [5] Donghoon Lee and Kyungwhoon Cheun, “ Coarse Symbol Synchronization Algorithms for OFDM Systems in Multipath Channels ” IEEE Comm. Letters, Vol.6, No.10, p.446-448, October 2002.
- [6] Robert H. Morelos-Zaragoza, *The Art of Error Correcting Coding*, John Wiley,2002
- [7] Draft EN 300 744 v1.4.1(2001-01). “Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television”.
- [8] Richard van Nee,*OFDM Wireless Multimedia Communications*, Artech House,2000.
- [9] Leonard J. Cimini JR, “Analysis and Simulation of Digital Mobile Channel Using Orthogonal Frequency Division Multiplexing” *IEEE Transactions on Communications*, Vol. Com-33, NO.7, JULY 1985.
- [10] Peter Hoeher, Stefan Kaiser, and Patrick Robertson, “Two-dimensional pilot-symbol-aided channel estimation by Wiener filtering” *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Volume: 3 , 1997
- [11] “A study on Channel Estimation Methods for OFDM transmission Systems”, 廖彥欽, Master thesis, NCTU, Hsinchu, ROC, 2002
- [12] Ye Li, “Pilot-symbol-aided channel estimation for OFDM in wireless systems.” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Volume: 49 Issue: 4 , July 2000
- [13] Che-Shen Yeh and Yinyi Lin, “Channel Estimation Using Pilot Tones in OFDM Systems” *IEEE Transactions on Broadcasting*, Vol. 45, No. 4, December 1999.
- [14] Hiaing Minn, Vijay K. Bhargava, “An Investigation into Time-Domain Approach for OFDM Channel Estimation” *IEEE Transactions on Broadcasting*, Vol. 46, No 4, December 2000.

- [15] Yuping Zhao; Aiping Huang, “A novel channel estimation method for OFDM mobile communication systems based on pilot signals and transform-domain processing” *Vehicular Technology Conference*, 1997, IEEE 47th , Vol3, 1997
- [16] Femandez-Getino Garcia, M.J. Paez-Borrillo, J.M.; Zazo, S. , “DFT-based Channel Estimation in Id-pilot-symbol-aided OFDM Wireless Systems” *Vehicular Technology Conference*, 2001, VTC 2001 Spring. IEEE VTS 53rd , Volume: 2 ,2001
- [17] Baoguo Yang, Zhigang Cao, Khaled Lataief, “Analysis of Low-complexity Windowed DFT-based MMSE Channel Estimation for OFDM Systems” *IEEE Transactions on Communications*, Vol.49, No. 11, November 2001.
- [18] J. J. van de Beek, O. Edfors, M. Sandell, S. K. Wilson, and P. O. Børjesson, “On channel estimation in OFDM systems,” in Proc. IEEE *Vehicular Technology Conf.*, vol. 2, Chicago, IL, July 1995, pp. 815–819.
- [19] Louis L. Scharf, *Statistical Signal Processing*, Addison-Wesley,1991
- [20] “A Low-Complexity LMMSE Channel Estimation for OFDM Systems”, Master thesis, NCTU,Hsinchu,ROC,2003
- [21] S.Lin and J.J. Costello, *Error Control Coding*, Englewood Cliffs,Nj:Prentice-Hall,1983
- [22] Jeng you-tsai,” A Study of FFT DSP Architectures and Their Applications”, NCTU thesis, 2002.