

摘要

本計畫將以三年的時間完成一個整合數位音響廣播和數位影像廣播地面廣播系統基頻接收機架構的設計，以做為軟體定義無線電設計的參考。今年是第一年，主要的工作是完成整合這兩個系統的訊號同步子系統接收機。在數位音響廣播系統中，訊號同步子系統接收機將依次完成碼框同步、符元同步、小數載波頻率偏移偵測以及整數載波頻率偏移偵測。而在數位影像廣播地面廣播系統中，訊號同步子系統接收機則將依次完成符元同步、小數載波頻率偏移偵測、整數載波頻率偏移偵測以及碼框同步。這兩個系統的訊號同步子系統接收機運作的順序雖然不同，但是其架構相似，可以使用軟體控制的方法把這兩個訊號同步子系統接收機整合起來。在這篇報告中，我們將提出一個整合這兩個訊號同步子系統接收機的架構。然後以數位音響廣播系統的訊號同步子系統接收機架構為例，用電腦模擬的方式測試這些訊號同步方法的效能。

關鍵詞：數位音響廣播，數位影像廣播地面廣播，基頻接收機架構，軟體定義無線電，訊號同步子系統接收機，碼框同步，符元同步，小數載波頻率偏移偵測，整數載波頻率偏移偵測。

Abstract

This three-year project will be focused on designing an integrated receiver architecture in baseband for the DAB and the DVB-T broadcasting system. This integrated receiver architecture will be provided as a reference for the design of the SDR (Software Defined Radio). This is the first year and our major job is to completely integrate the receiver architectures of the signal synchronization subsystems for the two broadcasting systems. The receiver of the DAB signal synchronization subsystem will perform the frame synchronization, the symbol synchronization, the fractional frequency offset detection and the integral frequency offset detection sequentially. However, in the DVB-T system, the symbol synchronization, the fractional frequency offset detection, the integral frequency offset detection and the frame synchronization will be performed sequentially by the receiver of the signal synchronization subsystem. Although the receivers of these two subsystems do not perform in the same orders, their architectures are similar. We can use the software control method to integrate the receiver architectures of the two signal synchronization subsystems. In this report, we will propose an integrated receiver architecture for the two subsystems. Then, we will simulate these signal synchronization methods based on the receiver architecture of the DAB signal synchronization subsystem, and discuss the performance of these methods.

Key Word: DAB, DVB-T, SDR (Software Defined Radio), signal synchronization subsystem, frame synchronization, symbol synchronization, fractional frequency offset detection, integral frequency offset detection.

目 錄

第一章、序論.....	1
1.1 背景與發展狀況.....	1
1.1.1 數位音響廣播系統方面.....	2
1.1.2 數位影像廣播系統方面.....	2
1.2 時序估計方法之介紹.....	3
1.2.1 IEEE802.11a 叢發系統之封包同步和符元同步.....	3
1.2.2 DAB 廣播系統之碼框同步和符元同步.....	4
1.3 頻率偏移估計方法之介紹.....	6
1.3.1 IEEE802.11a 叢發系統之載波頻率偏移的估計.....	7
1.3.2 DAB 廣播系統之載波頻率偏移的估計.....	8
1.4 內容的編排與說明.....	10
第二章、正交分頻多工系統特性的描述.....	11
2.1 基本的正交分頻多工系統.....	11
2.2 離散傅立葉轉換/反離散傅立葉轉換的使用.....	13
2.3 護衛間隔的用處.....	15
2.4 以快速傅立葉轉換為基礎的正交分頻多工系統.....	17
第三章、數位音響廣播系統的簡介 (Eureka 147 DAB System)	19
3.1 系統簡介.....	19
3.2 傳輸訊號及碼框結構.....	20
3.3 訊號同步及通道估計.....	23
第四章、數位影像廣播之地面廣播系統的簡介 (DVB-T System)	24
4.1 系統簡介.....	24
4.2 傳輸訊號及碼框結構.....	27
4.3 訊號同步及通道估計.....	28
第五章、數位音響廣播及數位影像廣播地面廣播系統訊號同步架構之設計.....	33
5.1 數位音響廣播系統訊號同步架構之設計.....	33
5.1.1 碼框同步的偵測.....	34
5.1.2 符元同步及小數載波頻率偏移的偵測.....	36
5.1.3 整數載波頻率偏移的偵測.....	41
5.2 數位影像廣播地面廣播系統訊號同步架構之設計.....	42
5.2.1 符元同步及小數載波頻率偏移的偵測.....	42
5.2.2 整數載波頻率偏移的偵測.....	43
5.2.3 碼框同步的偵測.....	44
第六章、數位音響廣播與數位影像廣播地面廣播系統整合之架構設計.....	46
6.1 簡介.....	46
6.2 DAB 與 DVB-T 系統之初步整合.....	46

6.3 DAB 與 DVB-T 系統訊號同步部份整合之介紹.....	46
6.4 DAB 與 DVB-T 系統其它部份整合之介紹.....	51
6.5 結論.....	52
第七章 數位音響廣播系統之訊號同步子系統模擬結果.....	53
7.1 傳輸通道之描述.....	53
7.1.1 多重路徑衰變通道.....	54
7.1.2 通道模型.....	54
7.2 電腦模擬.....	55
7.2.1 碼框時序模擬結果.....	56
7.2.2 符元時序模擬結果.....	58
7.2.3 小數載波頻率偏移模擬結果.....	59
7.2.4 整數載波頻率偏移模擬結果.....	60
7.3 數位音響廣播系統的同步時序.....	70
第八章、通道的估計.....	72
8.1 簡介.....	72
8.2 參考訊號之放置.....	73
8.3 利用領航符元的通道估計方法.....	75
8.3.1 一維線性內插法.....	75
8.3.2 基於離散傅立葉轉換之一維內插法（方法一）.....	75
8.3.3 基於離散傅立葉轉換之一維內插法（方法二）.....	78
8.3.4 基於離散傅立葉轉換之二維內插法.....	80
8.3.5 串連一維線性與一維離散傅立葉轉換之內插法.....	82
8.4 利用領航訊號的通道估計方法.....	82
8.4.1 理想領航訊號的相關特性與通道估計.....	83
8.4.2 虛擬隨機序列.....	85
8.4.3 利用虛擬隨機序列作為領航訊號之通道估計.....	86
8.5 利用領航符元及領航訊號估計通道響應方法之比較.....	88
第九章、數位音響廣播與數位影廣播地面廣播系統通道編碼方式之介紹.....	89
9.1 數位音響廣播系統.....	89
9.1.1 打孔式迴旋編碼.....	89
9.1.1.1 打孔式迴旋編碼用於快速資訊通道.....	92
9.1.1.2 打孔式迴旋碼用於主要服務通道.....	92
9.1.2 時間交錯技術.....	95
9.2 數位影像廣播之地面廣播系統.....	97
9.2.1 外層編碼以及外層交錯技術.....	98

9.2.2 內層編碼技術.....	99
9.2.3 內層交錯技術.....	100
第十章、結論.....	102

圖表目錄

圖 1-1 利用雙滑動窗來達成封包同步.....	4
圖 1-2 護衛間隔的形成方式.....	5
圖 1-3 利用護衛間隔實現符元同步之原理示意圖.....	6
圖 1-4 利用觀察長度為 $2N+N_g$ 取樣的訊號來達成符元同步.....	6
圖 1-5 整數載波頻率偏移估計架構.....	10
圖 2-1 基本正交分頻多工系統之發射機和接收機方塊圖.....	12
圖 2-2 平行傳輸系統的傳輸頻寬示意圖.....	13
圖 2-3 正交分頻多工波載波的頻譜圖.....	15
圖 2-4 一個正交分頻多工符元的示意圖.....	15
圖 2-5 包含護衛間隔之接收訊號所擁有的時序容忍效應示意圖.....	16
圖 2-6 正交分頻多工訊號的多路徑干擾示意圖.....	17
圖 2-7 快速傅立葉轉換為基礎的正交分頻多工系統圖.....	18
圖 3-1 Eureka 147 數位音響廣播系統方塊圖.....	20
圖 3-2 數位音響廣播系統之多工碼框圖.....	20
圖 3-3 數位音響廣播系統主要訊號產生器之方塊圖.....	21
圖 4-1 數位影像廣播之地面廣播系統方塊圖.....	25
圖 4-2 階層式 64 點二維振幅調變訊號 $\alpha = 1$ 和 $\alpha = 4$ 之星象圖.....	26
圖 4-3 三種參考訊號次載波和資料訊號次載波位置分佈示意圖.....	29
圖 4-4 連續領航訊號次載波和其他訊號次載波位置分佈示意圖.....	30
圖 4-5 傳輸參數訊號次載波和其他訊號次載波位置分佈示意圖.....	30
圖 4-6 散射領航訊號次載波和其他訊號次載波位置分佈示意圖.....	32
圖 5-1 數位音響廣播系統之訊號同步子系統方塊圖.....	34
圖 5-2 數位音響廣播系統之碼框訊號功率示意圖.....	34
圖 5-3 最小功率偵測法之方塊圖.....	35
圖 5-4 雙滑動視窗偵測法之方塊圖.....	35
圖 5-5 護衛間隔特性之訊號序列示意圖.....	36
圖 5-6 護衛間隔特性之正規化相位示意圖.....	37
圖 5-7 多重路徑通道中非碼際干擾區間示意圖.....	38
圖 5-8 符元同步及小數載波頻率偏移偵測方法一之方塊圖.....	38
圖 5-9 理想通道中方法一之振幅示意圖.....	39
圖 5-10 雙重路徑通道中方法一之振幅示意圖.....	39
圖 5-11 符元同步及小數載波頻率偏移偵測方法二之方塊圖.....	40
圖 5-12 理想通道中方法二之正規化相位示意圖.....	40
圖 5-13 雙重路徑通道中方法二之正規化相位示意圖.....	41
圖 5-14 整數載波頻率偏移偵測之方塊圖.....	42
圖 5-15 數位影像廣播地面廣播系統之訊號同步子系統方塊圖.....	43

圖 5-16 整數載波頻率偏移偵測之方塊圖.....	43
圖 5-17 碼框同步偵測之方塊圖.....	44
圖 6-1 DAB 與 DVB-T 系統整合之接收機架構圖.....	47
圖 6-2 DAB 與 DVB-T 系統所有模式示意圖.....	47
圖 6-3 單一處理器架構示意圖.....	48
圖 6-4 DAB 與 DVB-T 系統訊號同步部分整合之架構圖.....	49
圖 7-1 多路徑衰變通道模型圖.....	55
圖 7-2 碼框時序示意圖.....	57
圖 7-3 最小功率偵測法與雙視窗滑動法在 AWGN 通道上的效能.....	61
圖 7-4 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....	61
圖 7-5 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)	62
圖 7-6 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)	63
圖 7-7 符元時序估計之方法一與方法二在 AWGN 通道中的效能.....	64
圖 7-8 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)	64
圖 7-9 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)	65
圖 7-10 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).....	65
圖 7-11 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).....	66
圖 7-12 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)	66
圖 7-13 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)	67
圖 7-14 小數載波頻率偏移估計在 AWGN 通道中的效能.....	67
圖 7-15 小數載波頻率偏移估計在雙重路徑衰變通道中的效能.....	68
圖 7-16 整數載波頻率偏移估計在 AWGN 通道中的效能.....	68
圖 7-17 整數載波頻率偏移估計在雙重路徑衰變通道中的效能.....	69
圖 7-18 相位參考符元在時域的自相關函數.....	69
圖 7-19 數位音響廣播系統的同步時序示意圖.....	71
圖 7-17 整數載波頻率偏移估計在雙重路徑衰變通道中的效能.....	70
圖 8-1 簡化之 OFDM 同調解調接收端架構.....	72
圖 8-2 參考訊號在時間軸及頻率軸上放置情形的示意圖.....	74
圖 8-3 (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.....	78
圖 8-4 時間軸上先作內插法的通道響應取樣訊號示意圖.....	82
圖 8-5 加入領航訊號之等效基頻發射機方塊圖.....	86
圖 8-6 使用領航訊號之估計通道響應方塊圖.....	87
圖 8-7 改善通道頻率響應估計方法之方塊圖.....	87
圖 9-1 母迴旋編碼器架構圖.....	90
圖 9-2 時間交錯技術示意圖.....	96
圖 9-3 DVB-T 系統發射機的功能方塊圖.....	97
圖 9-4(a) MPEG-2 多工多路封包 (MUX packet)	98
圖 9-4 (b) 隨機運輸封包 (Randomized transport packets)	98
圖 9-4 (c) 里德—所羅門錯誤保護封包.....	98
圖 9-4 (d) 外碼之交錯分佈後的資料結構分佈, $I = 12$	98
圖 9-5 外層交錯器和反交錯器結構圖.....	99
圖 9-6 迴旋式編碼器 ($1/2$ 編碼率)	99
圖 9-7 無階層式傳輸模式之內層交錯器結構範例圖.....	100
圖 9-8 階層式傳輸模式之內層交錯器結構範例圖.....	101
表 3-1 四種傳輸模式的相關參數表.....	23
表 4-1 8K 及 2K 兩種傳輸模式在 8MHz 通道的相關參數表.....	28
表 7-1 模擬之數位音響廣播系統的相關模擬參數表.....	55
表 9-1 打孔向量 V_{PI} 與打孔指標 PI 表.....	91
表 9-2 音響位元傳輸率與參數 I 、 L 之對應關係表.....	92
表 9-3 音響廣播服務之保護分佈關係表.....	93
表 9-4 位元傳輸率與參數 I 、 L 的關係表.....	94
表 9-5 對等錯誤保護分佈表 (set A)	94
表 9-6 位元傳輸率與參數 I 、 L 的關係表.....	94
表 9-7 對等錯誤保護分佈表 (set B)	94
表 9-8 參數 r' , r 及 i_r 的關係表.....	95
表 9-9 打孔方式 (Puncturing Pattern) 與編碼率之關係表.....	100

第一章

序論

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. 通道編碼與交錯器(Channel Coding and 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。我們預計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主要部分。今年是第一年，所以我們主要著重在這兩個系統之訊號同步整合型接收機架構的設計。我們也將以電腦模擬來驗證這個接收機架構的效能。在這個章節中，我們首先會介紹數位音響廣播系統及數位影像廣播系統個別的背景和發展狀況，接著我們將就訊號同步的方法作一個大致的分類及敘述，最後我們會說明這整篇報告編排的情形。

1.1 背景與發展狀況

在這個小節中我們將分別介紹數位音響廣播系統以及數位影像廣播系統的背景由來和現在各國的發展狀況。其中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正交分頻多工傳輸技術，也是我們整篇報告中主要討論的兩種系統。

1.1.1 數位音響廣播系統方面

由於傳統 AM、FM 廣播具有一些缺點，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、次載波無法配合廣播電台提供資訊服務等等，所以才發展出數位音響廣播系統以改善上述缺點。數位音響廣播系統所具備的優點有：1、調變的方式可以將訊號經由電台發射之後的多重路徑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，以防止同頻(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，數位音響廣播與傳統 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，更重要的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。

數位音響廣播起源於德國，1980 年德國開始發展研究數位音響廣播，並在 1985 年於慕尼黑近郊進行數位音響廣播之研究與實驗，到了 1987 年以德國、英國、法國、荷蘭、丹麥……等國所組成的 EUREKA 聯盟，共同制定了數位音響廣播系統的規格，稱為 Eureka-147。因此，歐洲各國在數位音響廣播系統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，但真正將數位音響廣播帶入數據廣播紀元，則屬於 1995 年 9 月 27 日同時提供正式數位音響廣播服務的英國 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數位音響廣播。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 的數位音響廣播系統，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。

1.1.2 數位影像廣播系統方面

數位影像廣播系統和數位音響廣播系統相似，不過，數位影像廣播主要是設計較高的頻寬給高品質的影像使用。數位影像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。

目前數位影像廣播的規格，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。

1.2 時序估計方法之介紹

在 OFDM 的傳輸系統中，一項非常重要的工作就是時序的估計 (Timing Estimation)。而在現今的系統中，主要又以廣播 (Broadcasting) 系統以及叢發 (Bursting) 系統為兩種主要的系統，且此兩種系統分別以 DAB 及 IEEE 802.11a 為其代表。在 IEEE 802.11a 中，時序的估計分為兩個階段：封包同步 (Packet Synchronization) 和符元同步 (Symbol Synchronization)。需要封包同步的原因是由於 IEEE 802.11a 是一種隨機存取網路 (Random Access Network)，因此接收機並不知道哪時候會有封包送進來而需要做封包同步的工作；而符元同步的作用是在於找出每一個 OFDM 符元開始和結束的精確時序估計。相對於 IEEE 802.11a 而言，因為 DAB 是屬於廣播的系統，傳輸的動作是一直在進行而不會中斷的，所以它並不需要封包同步，相對的 DAB 需要的是碼框同步 (Frame Synchronization) 以及符元同步 (Symbol Synchronization)。在這個小節中，我們將概括地介紹一些有關於 IEEE802.11a 叢發系統封包同步和符元同步的方法以及一些有關於 DAB 廣播系統碼框同步和符元同步的方法。

1.2.1 IEEE802.11a 叢發系統之封包同步和符元同步

封包同步的目的是要找出一個封包粗略的開端估計值，在此我們介紹三種可用於 IEEE 802.11a 的方法。第一個方法是藉由計算接收訊號能量大小的方法，當沒有任何封包來臨的時候，接收機收到只有雜訊 (Noise) 的能量，而當封包來臨的時候接收機就會收到訊號 (Signal) 加上雜訊的能量，因此我們可以用能量的大小變化來做封包同步。

第二個方法如圖 1-1 所示，是藉由在兩個連續的滑動窗 (Sliding Window) 的接收訊號能量大小比值的方法，當封包由左邊移到右邊時，兩個滑動窗的能量

比就會就會漸漸變大，到封包剛好移動到兩個滑動窗的交界點時，比值達到最大，之後再漸漸下降，我們可用此變化來做封包同步。

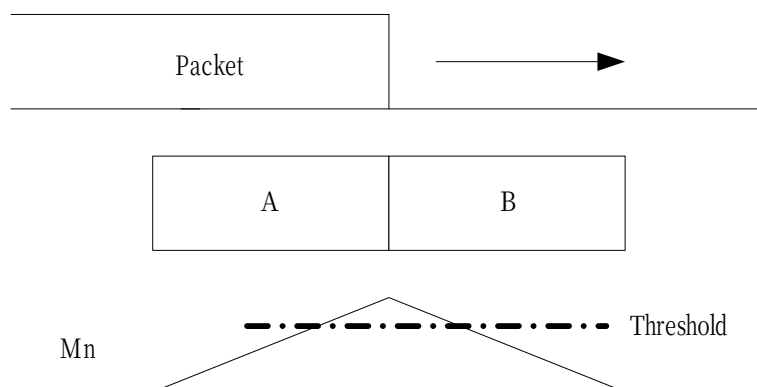


圖 1-1 利用雙滑動窗來達成封包同步

第三個方法是利用 IEEE 802.11a 特別設計的封包格式 (Packet Format) 來做封包同步[1]，因為在每個 IEEE 802.11a 的封包開頭都有十個連續且相同的短訓練符元 (Short Training Symbol)，因此我們可以把第二個方法加以修改，其方式為將原本第一個滑動窗內所要計算接收訊號的能量改為將第一個滑動窗的訊號分別乘上第二個滑動窗內相對位置的訊號之複數共軛 (Complex Conjugate) 後再全部累加起來，這也就是所謂的延遲相關 (Delay Correlation) 的方法，接著再把這個輸出值的絕對值平方除以第二個滑動窗接收訊號能量的平方來做正規化 (Normalization) 的動作。理想中，兩個滑動窗內相對位置所收到的訊號是一樣的，但是雜訊卻並不相同，所以這樣的做法會有雜訊壓制 (Noise Suppression) 的效應，所以效能會比第二個方法來的好。

接著介紹 IEEE 802.11a 的符元同步的做法。在 IEEE 802.11a 的封包格式中，在十個短訓練符元後緊接著就是兩個長訓練符元 (Long Training Symbol)，其作用就是用來作符元同步、載波頻率偏移的細估及通道的估計，因為我們發現到長訓練符元的自相關函數 (Autocorrelation Function) 只在完全匹配 (Match) 時會有最大值，其他時候的值都非常小，所以我們就可以藉用匹配的方式找最大值來達到符元同步的目標，提供給之後每一個 OFDM 符元來使用。

1.2.2 DAB 廣播系統之碼框同步和符元同步

在 DAB 的碼框格式 (Frame Format) 中，一開始是空符元 (Null Symbol) 之後緊接著的是相位參考符元 (Phase Reference Symbol)，所以我們可以藉由 IEEE 802.11a 封包同步的第一和第二種方法來達成 DAB 系統的碼框同步。

接下來我們將介紹 DAB 系統的符元同步的方法。因為在 DAB 系統的碼框格式中，並不像 IEEE 802.11a 有兩個長訓練符元可用來做符元同步，所以在 DAB

系統中，我們是利用 OFDM 符元的特性來達到符元同步的效果。其中主要的原理如下：我們知道一個完整 OFDM 符元是由一個有效 OFDM 符元(Useful OFDM Symbol，其長度為 N 個取樣)前面再加上一個護衛間隔(Guard Interval，其長度為 N_g 個取樣)所組成(如圖 1-2 所示)，且此護衛間隔跟其後的有效 OFDM 符元的最後一小段(例如是 $1/4$)的訊號是完全相同。

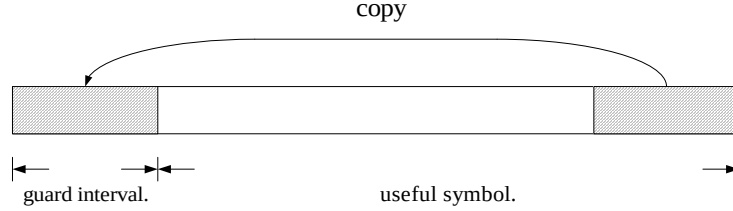


圖 1-2 護衛間隔的形成方式

所以我們只要把收到的訊號，延遲一個有效 OFDM 符元的長度，如圖 1-3 在 A 區域內的訊號是完全相同的。若考慮訊號遭受到雜訊的影響，則在 A 區域內的訊號如下所示：

$$\begin{aligned} c(n) &= r(n) \cdot r^*(n - N) = \{x(n) + w(n)\} \{x^*(n - N) + w^*(n - N)\} \\ &= \{x(n) + w(n)\} \{x^*(n) + w^*(n - N)\} \\ &= |x(n)|^2 + \{x(n) \cdot w^*(n - N) + x^*(n) \cdot w(n)\} + w(n) \cdot w^*(n - N) \end{aligned} \quad (1-1)$$

其中 $r(n) = x(n) + w(n)$

我們可利用此值的大小做符元同步的估計，另外還可利用移動平均降低雜訊的影響。由此特性所發展出來的方法我們舉了下面四種做為例子：

(i) 最大可能性 (Maximum Likelihood, ML) 估計[2]：

$$\hat{\theta}_{ML} = \arg \max_{\theta} \{\Lambda_{ML}(\theta)\} \quad , \quad \Lambda_{ML}(\theta) = |\gamma(\theta)| - \rho \cdot \Phi(\theta) \quad (1-2)$$

$$\text{其中 } \gamma(\theta) = \sum_{k \in \Omega_{\theta}} r(k) \cdot r^*(k - N) \quad , \quad \rho = \frac{\text{SNR}}{1 + \text{SNR}} \quad (1-3)$$

$$\Phi(\theta) = \frac{1}{2} \cdot \sum_{k \in \Omega_{\theta}} |r(k)|^2 + |r(k - N)|^2 \quad (1-4)$$

(ii) 最小均方誤差 (Minimum Mean Square Error, MMSE) 估計[3]：

$$\hat{\theta}_{MMSE} = \arg \min_{\theta} \{\Lambda_{MMSE}(\theta)\} \quad , \quad \Lambda_{MMSE}(\theta) = -\{|\gamma(\theta)| - \Phi(\theta)\} \quad (1-5)$$

(iii) 最大相關 (Maximum Correlation, MC) 估計：

$$\hat{\theta}_{MC} = \arg \max_{\theta} \{\Lambda_{MC}(\theta)\} \quad , \quad \Lambda_{MC}(\theta) = |\gamma(\theta)| \quad (1-6)$$

(iv) Schmidl 估計[4]：

$$\hat{\theta}_{\text{Schmidl}} = \arg \max_{\theta} \{\Lambda_{\text{Schmidl}}(\theta)\} , \quad \Lambda_{\text{Schmidl}}(\theta) = \frac{|\gamma(\theta)|}{|\Phi'(\theta)|^2} \quad (1-7)$$

$$\text{其中 } \Phi'(\theta) = \sum_{k \in \Omega_{\theta}} |r(k - N)|^2$$

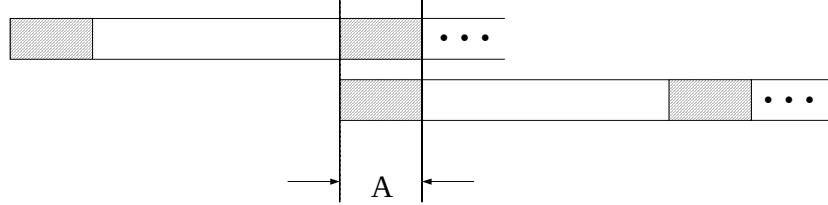


圖 1-3 利用護衛間隔實現符元同步之原理示意圖

上面的四個例子都是以觀察一段長度為 $2N+N_g$ 取樣的訊號長度（如圖 1-4 所示），這樣的目的是為了要確保我們觀察的訊號中至少包含了一組完整的護衛間隔（如圖 1-4 中的 I 和 I' ）， $\underline{r} = \{r(0), r(1), \dots, r(2N+N_g-1)\}$ 則是我們觀察到的訊號， Ω_{θ} 為對於我們每次測試的訊號時序 θ 時所對應到之相對護衛間隔 I' 的訊號位置。這相對護衛間隔 I' 的訊號位置 $\Omega_{\theta} = \{k \mid \theta - N_g + 1 \leq k \leq \theta\}$ 且由 ML 和 MMSE 的式子比較我們可以發現當 SNR 很大時 ($\rho \rightarrow 1$)，ML 估計值跟 MMSE 估計值幾乎是完全相同的。

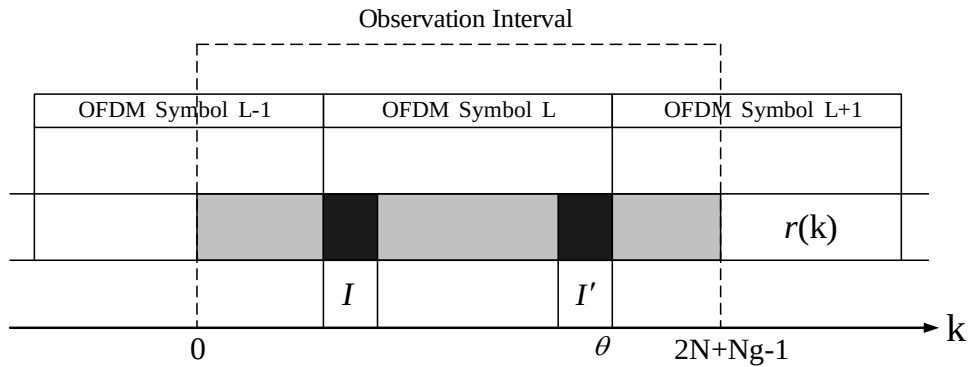


圖 1-4 利用觀察長度為 $2N+N_g$ 取樣的訊號來達成符元同步

1.3 頻率偏移估計方法之介紹

由於 OFDM 是利用每個次載波之間的正交性來提高頻譜的使用效率 (Spectrum Efficiency)，所以它對於載波頻率同步的要求也相當嚴格。在硬體的

實作上會因為傳送端和接收端分別由兩個獨立的震盪器 (Oscillator) 來產生所要的中心載波，所以當震盪頻率有些微的誤差時，就會造成頻率偏移的效應。載波頻率偏移效應不但會衰減我們所要的訊號，另外更重要的是它還會造成載波間干擾 (Inter Carrier Interference, ICI) 的效應，嚴重影響接收機的性能表現，因此我們需要在接收機做載波頻率偏移估計。在 IEEE802.11a 叢發系統中，載波頻率偏移的估計可以分為載波頻率偏移的粗估 (Coarse Frequency Offset Estimation) 和載波頻率偏移的細估 (Fine Frequency Offset Estimation)。該系統載波頻率偏移的粗估和細估分別是利用每個封包一開始的短訓練序列以及緊隨其後的長訓練序列來求得。在 DAB 廣播系統中，頻率偏移的估計可以分為小數載波頻率偏移 (Fractional Frequency Offset, FFO) 的估計和整數載波頻率偏移 (Integral Frequency Offset, IFO) 的估計。這個系統小數載波頻率偏移和整數載波頻率偏移分別是利用每個符元所包含的護衛間隔以及已知的相位參考符元來求得。在這個小節中，我們將概括地介紹有關於 IEEE802.11a 叢發系統載波頻率偏移粗估和細估的方法以及有關於 DAB 廣播系統小數載波頻率偏移和整數載波頻率偏移估計的方法。

1.3.1 IEEE802.11a 叢發系統之載波頻率偏移的估計

在 IEEE802.11a 叢發系統中，載波頻率偏移粗估和細估的原理與符元同步的方法相似。

就載波頻率偏移的粗估而言，我們將收到的訊號，和延遲一個短訓練符元長度 (其長度為 N_{Short} 個取樣，是有效 OFDM 符元長度的四分之一) 且取共軛的接收訊號相乘，和之前圖 1-3 相似，在其他九個短訓練符元區域內的訊號是完全相同的。考慮接收訊號只受到載波頻率偏移的影響，則接收訊號為

$$r(n) = x(n) \cdot e^{j2\pi\Delta f_0 n T_s} = x(n) \cdot e^{j\frac{2\pi\epsilon}{N \cdot T}}, \quad \Delta f_0 = \frac{\epsilon}{N \cdot T} \quad (1-8)$$

其中 Δf_0 是載波頻率偏移的量值， $\frac{1}{N \cdot T}$ 是次載波間隔， ϵ 則是一個實數。所以在其他九個短訓練符元區域內的訊號為

$$\begin{aligned} c(n) &= r(n) \cdot r^*(n - N_{\text{Short}}) \\ &= \{x(n) \cdot e^{j\frac{2\pi\epsilon}{N}}\} \cdot \{x^*(n - N_{\text{Short}}) \cdot e^{-j\frac{2\pi(n - N_{\text{Short}})\epsilon}{N}}\} \\ &= |x(n)|^2 \cdot e^{j\frac{2\pi N_{\text{Short}}\epsilon}{N}} = |x(n)|^2 \cdot e^{j\frac{\pi\epsilon}{2}} \end{aligned} \quad (1-9)$$

其中 ϵ 的範圍在正負二之間。換句話說，使用這個方法可以估計到的載波頻率偏移範圍是在正負兩個次載波間隔內。這個範圍已經涵蓋了此系統最大可能的載波頻率偏移量，故而我們稱此法為載波頻率偏移的粗估。若再加上一個移動平均來減低雜訊的影響，則

$$m(n) = \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} c(n-l) = \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} |x(n-l)|^2 \cdot e^{j \frac{\pi \varepsilon}{2}} \quad (1-10)$$

其中 L 為移動平均的長度，我們就可以由計算訊號 $m(n)$ 的主幅角再除以 $\frac{\pi}{2}$ 便可以以得到頻率偏移粗估值 ε 的估計值。

就載波頻率偏移的細估而言，其方法和粗估時相似。我們將收到的訊號，和延遲一個長訓練符元長度(其長度為 N_{Long} 個取樣，和有效 OFDM 符元長度相同)且取共軛的接收訊號相乘，和之前圖 1-3 相似，在第二個長訓練符元區域內的訊號是完全相同的。考慮接收訊號只受到載波頻率偏移的影響，等式(1-9)稍作改變，在第二個長訓練符元區域內的訊號為

$$\begin{aligned} c(n) &= r(n) \cdot r^*(n - N_{\text{Long}}) \\ &= \{x(n) \cdot e^{j \frac{2\pi n \varepsilon}{N}}\} \cdot \{x^*(n - N_{\text{Long}}) \cdot e^{-j \frac{2\pi (n - N_{\text{Long}}) \varepsilon}{N}}\} \\ &= |x(n)|^2 \cdot e^{j \frac{2\pi N_{\text{Long}} \varepsilon}{N}} = |x(n)|^2 \cdot e^{j 2\pi \varepsilon} \end{aligned} \quad (1-11)$$

其中 ε 的範圍在正負二分之一間。換句話說，使用這個方法可以估計到的載波頻率偏移範圍是在正負二分之一個次載波間隔內。因為估計的範圍較小，故而我們稱此法為載波頻率偏移的細估。同樣的，我們可以加上一個移動平均來減低雜訊的影響，和等式(1-10)相似，差別在於等式中計算訊號 $m(n)$ 的主幅角要除以 2π 才可以得到頻率偏移細估值 ε 的估計值。

1.3.2 DAB 廣播系統之載波頻率偏移的估計

首先，DAB 廣播系統之小數載波頻率偏移估計原理和 IEEE802.11a 叢發系統中載波頻率偏移細估原理相同。我們將收到的訊號，和延遲一個有效 OFDM 符元長度且取共軛的接收訊號相乘。和之前圖 1-3 一樣，在 A 區域內的訊號是完全相同的。考慮接收訊號只受到載波頻率偏移的影響，和等式(1-11)相同，A 區域內的訊號為

$$\begin{aligned} c(n) &= r(n) \cdot r^*(n - N) \\ &= \{x(n) \cdot e^{j \frac{2\pi n \varepsilon}{N}}\} \cdot \{x^*(n - N) \cdot e^{-j \frac{2\pi (n - N) \varepsilon}{N}}\} \\ &= |x(n)|^2 \cdot e^{j \frac{2\pi N \varepsilon}{N}} = |x(n)|^2 \cdot e^{j 2\pi \varepsilon} \end{aligned} \quad (1-12)$$

同樣地 ε 的範圍在正負二分之一間，即是這個方法可以估計到的載波頻率偏移範圍是在正負二分之一個次載波間隔內。此系統最大可能的載波頻率偏移量會超過這個範圍，所以稱此法為小數載波頻率偏移的估計方法。相同的，我們可以再加

上一個移動平均來減低雜訊的影響，做法和 IEEE802.11a 叢發系統中載波頻率偏移細估方法上所述相同，如此我們可以得到一個較準確的小數載波頻率偏移估計值。估計出小數載波頻率偏移的量且補償之後，剩下的載波頻率偏移量為次載波間隔的整數倍，

假設符元同步估計正確，而且小數載波頻率偏移已經被正確估計並補償，則接收到訊號將只受到整數載波頻率偏移與通道效應的影響。符元同步估計正確是指取樣視窗所取到的訊號為原始有效符元的循環偏移 (Cyclic Shift) 形式，偏移量為 $|l_s|$ 個取樣 (定義 l_s 為負值)。若只考量符元同步以及通道效應，而通道的頻率響應為 $H(k)$ ，則此時接收訊號在頻域的表示式為

$$R(k) = X(k) \cdot H(k) \cdot e^{j\frac{2\pi k l_s}{N}} \quad (1-13)$$

我們此時再將整數載波頻率偏移的效應考慮進去，並且用已知的相位參考符元 (Phase Reference Symbol; PRS) 從頻域上去匹配接收到的相位參考符元 (此符元可能受到整數載波頻率偏移的影響) 如圖 1-5 所示，

$$r_{pr}(n) = s_{pr}(n) \cdot e^{j\frac{2\pi n \Delta}{N}}, \quad S_{pr}(k) = X_{pr}(k) \cdot H(k) \cdot e^{j\frac{2\pi k l_s}{N}} \quad (1-14)$$

其中 $s_{pr}(n)$ 為相位參考符元的時域接收訊號， $X_{pr}(k)$ 為相位參考符元的頻域傳送訊號，此訊號此時只受符元同步及通道效應的影響。而 $r_{pr}(n)$ 則是 $s_{pr}(n)$ 再加上整數載波頻率偏移的效應。從圖 1-5 中可知，利用先前符元同步及碼框同步的資訊，我們可以從整個接收訊號中取出相位參考符元訊號 $r_{pr}(n)$ 。將此接收的相位

參考符元訊號送進快速傅立葉轉換則可得到 (r1) 的訊號，(r1) 的訊號即是接收到的相位參考符元的頻域訊號。評估可能的最大頻率偏移量值，並將之換算成整數載波頻率偏移可能的範圍。例如在 DAB 系統的模式一中，中心載波頻率約為 375MHz，其百萬分之十的最大可能頻率偏移量約有 3.75KHz，因此整數載波頻率偏移的可能範圍為 -4 到 4 個次載波間隔共九種可能 (任兩個相鄰次載波間隔為 1KHz)。將這已知相位參考符元的頻域訊號循環平移九個可能整數載波頻率偏移的量值，然後再將這九個訊號和 (r1) 的訊號做匹配即可得到 (r2) 的訊號。(r1) 的訊號和 (r2) 的訊號的數學表示式如下

$$(r1) \text{ FFT}\{r_{pr}(n)\} = S_{pr}((k - \Delta)_N) = X_{pr}((k - \Delta)_N) \cdot H((k - \Delta)_N) \cdot e^{j\frac{2\pi(k-\Delta)l_s}{N}} \quad (1-15)$$

$$(r2) \text{ IFFT}\{S_{pr}((k - \Delta)_N) \cdot X_{pr}^*((k - i)_N)\}, \quad -4 \leq i \leq 4$$

$$= \text{IFFT}\{X_{pr}((k - \Delta)_N) \cdot H((k - \Delta)_N) \cdot e^{j\frac{2\pi(k-\Delta)l_s}{N}} \cdot X_{pr}^*((k - i)_N)\} \quad (1-16)$$

在等式 (1-16) 中，若 $i \neq \Delta$ 則 (r2) 的訊號的功率會很小；若 $i = \Delta$ 則 (r2) 的訊號的

功率會較大，如以下所示

$$\begin{aligned}
 (r2) \quad & \text{IFFT}\{X_{pr}((k-\Delta)_N) \cdot H((k-\Delta)_N) \cdot e^{j\frac{2\pi(k-\Delta)l_s}{N}} \cdot X_{pr}^*((k-i)_N)\} \\
 & = \text{IFFT}\{|X_{pr}((k-\Delta)_N)|^2 \cdot H((k-\Delta)_N) \cdot e^{j\frac{2\pi(k-\Delta)l_s}{N}}\} \\
 & = e^{j\frac{2\pi\Delta l_s}{N}} \cdot h((n+l_s)_N) \quad \text{if } i = \Delta \text{ and } |X_{pr}((k-\Delta)_N)|^2 = 1
 \end{aligned} \tag{1-17}$$

所以只要比較哪一個 i 值所得到的(r2)的訊號的功率最大，則此 i 值即為整數載波頻率偏移的估計值。

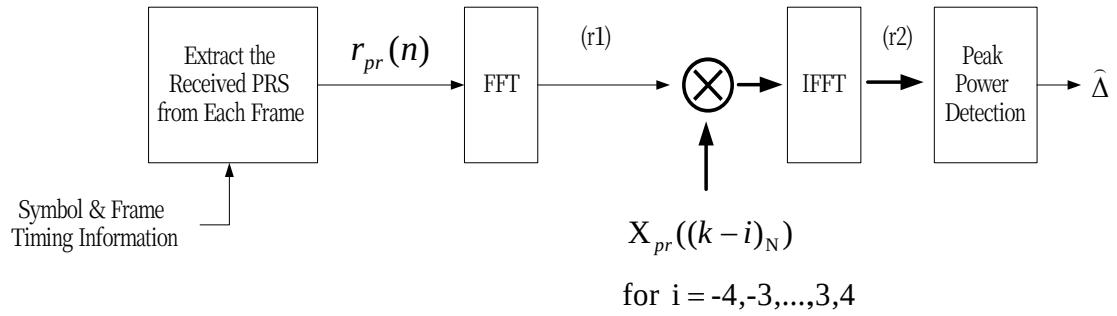


圖 1-5 整數載波頻率偏移估計架構

1.4 內容的編排與說明

這篇報告的內容編排如下：第一章我們主要介紹數位音響廣播系統及數位影像廣播系統的背景和發展狀況，以及就訊號同步的方法作一個大致的分類及敘述；第二章主要是說明正交分頻多工傳輸技術的特性；第三章和第四章將分別介紹數位音響廣播系統和數位影像廣播之地面廣播系統的系統方塊圖、碼框結構、各種傳輸模式的訊號參數以及一些參考訊號的用途；第五章將說明這兩個系統個別的訊號同步子系統接收機架構的設計；第六章將就這兩個系統訊號同步整合型接收機架構的設計做一番討論；第七章將以電腦模擬結果來說明此數位音響廣播系統訊號同步子系統接收機的效能；第八章將就兩類估計通道響應的方法，分別是利用領航符元及利用領航訊號等兩類方法，做廣泛的整理和詳細的說明；第九章將介紹在這兩個系統傳送端中通道編碼和交錯器的使用方法；最後在第十章做一個簡單的結論。

第二章

正交分頻多工系統特性的描述

正交分頻多工傳輸技術是由多載波傳輸的調變方式發展而來。而多載波傳輸的原理是將原本傳送速率快、寬頻的訊號，切分為許多個傳送速率慢、窄頻的訊號載在不同的載波頻率上，形成多個次載波訊號，然後再合併一起傳送，因為每個次載波訊號只包含到一小部分的頻寬，如此可以避免硬體上需要較複雜的寬頻通道等化器(Equalizer)。在這一章節中，我們首先會展示一個基本的正交分頻多工系統發射機及接收機的方塊圖，並且說明它們的運作方式；然後，我們將敘述如何使用離散傅立葉轉換/反離散傅立葉轉換(DFT/IDFT)去實現一個正交分頻多工系統的傳輸訊號，以及說明使用它們的好處；為了對抗碼際干擾(Inter-symbol interference, ISI)，在一個正交分頻多工系統的傳輸訊號中會加入護衛間隔(Guard Interval)，我們接著將會說明這個護衛間隔的好處及壞處；最後，我們將會展示一個以快速傅立葉轉換為基礎(FFT-Based)正交分頻多工系統發射機及接收機的方塊圖，說明它們的運作方式，並且分析整理這個系統的優點及缺點。

2.1 基本的正交分頻多工系統

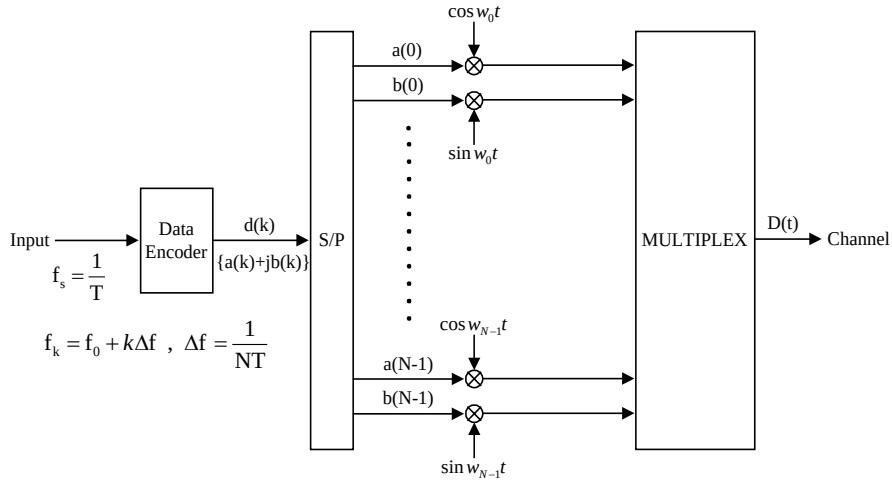
一個基本的正交分頻多工系統發射機方塊圖如圖 2-1(a)所示。將一個 0 或 1 的二進位(Binary)輸入訊號送進資料編碼器(Data Encoder)中，這個編碼器根據訊號的調變方式將輸入的二進位位元(Bit)轉換成複數資料。這個串列(Serial)複數資料的資料速率(Data Rate)為 $\frac{1}{T}$ ，之後被平行地放在 N 個不同的次載波上調變，此

時資料速率變成 $\frac{1}{NT}$ ，可使系統較不易受到通道延遲擴展(Delay Spread)的影響。

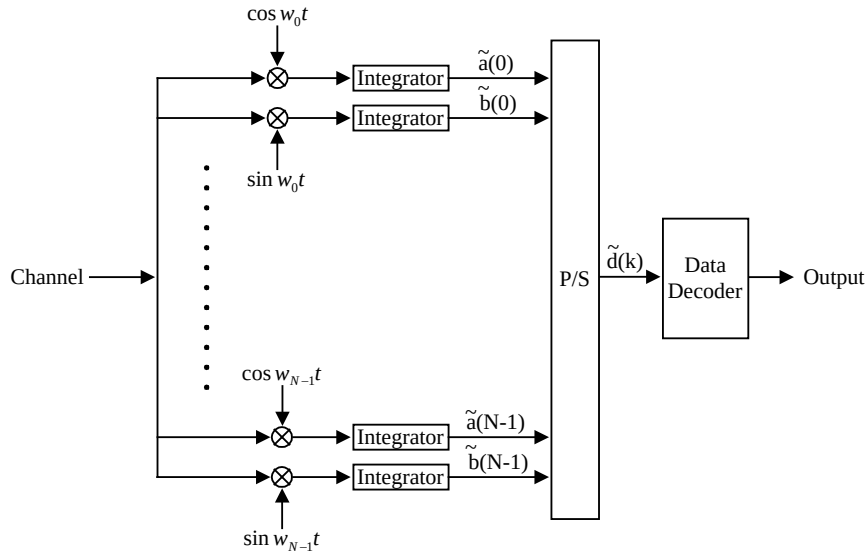
最後，將把這 N 個次載波上的訊號相加就可以得到這個正交分頻多工系統的傳輸訊號。若使用二維的資料調變，則複數資料 $d(k)$ 可表示成 $a(k) + b(k)$ ，所以傳輸的訊號 $D(t)$ 可以表示為：

$$D(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \{a(k) \cos(w_k t) + b(k) \sin(w_k t)\} \quad (2-1)$$

其中 $f_k = f_0 + k\Delta f$ ，而 $\Delta f = \frac{1}{NT}$ 。 Δf 是任何兩個相鄰次載波之間的頻率間隔。



(a) 發射機



(b) 接收機

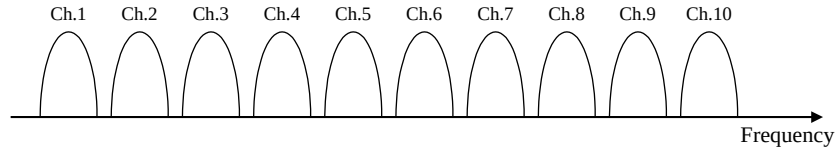
圖 2-1 基本正交分頻多工系統之發射機和接收機方塊圖

圖 2-1(b) 是這個基本的正交分頻多工系統接收機方塊圖。接收訊號將會在 $2N$ 個分支(Branch)上乘以 N 個次載波頻率，然後將每個分支上的訊號送入積分器(Integrator)中，這個積分器是一個低通濾波器(Low Pass Filter, LPF)。如果 Δf 夠大，則這 N 個次載波訊號將不會互相干擾，載波間干擾(Inter-carrier Interference, ICI)將可以避免。這樣一來，每個分支上積分器輸出的訊號將是複數資料的估計值。將這複數資料估計值轉成串列後，再經過資料解碼器(Data Decoder)，就可以得到二進位位元的估計值，這資料解碼器可以將複數資料轉成

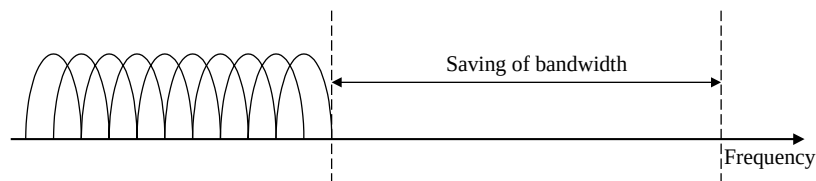
二進位位元的估計值。

由圖 2-1 我們可以知道這個系統有三個主要的缺點。首先，當此正交分頻多工系統的次載波數目很大時，發射機和接收機的震盪器和同調解調器 (Coherent Demodulator) 的實作將會變得相當的複雜及昂貴；其次，為了避免載波間干擾，任何兩個相鄰次載波之間的頻率間隔必須夠大，因此需要很大的傳輸頻寬；同時，因為正交分頻多工系統的傳輸訊號是由 N 個次載波上的訊號相加而成，傳輸訊號的尖峰平均功率比(Peak to Average Power Ratio, PAPR)會變大。當傳輸訊號通過功率放大器(Power Amplifier)時，容易產生非線性失真(Non-linear Distortion)。下面我們將會說明如果我們可以使用快速傅立葉轉換來實現這個正交分頻多工系統的傳輸訊號，則上述三個缺點中的前兩個將被有效地改善。

圖 2-2 是平行傳輸(多載波傳輸)系統傳輸頻寬的示意圖。圖 2-2(a)展示了典型平行傳輸系統的頻譜分佈。為了避免載波間干擾，在典型的系統中次載波的頻率間隔被拉大以確保個別次載波訊號不會互相重疊干擾。如此一來，這個系統所需要的傳輸頻寬變得很大。為了節省傳輸頻寬，我們刻意使次載波訊號間彼此兩兩正交，如圖 2-2(b)所示。正交性的應用使傳輸頻寬的使用更有效率，但是同時也使得傳輸訊號對同步的要求更嚴格，特別是載波頻率偏移的估計要更準確。只要載波頻率偏移稍大，整個傳輸訊號的正交性將被破壞，相鄰的次載波訊號彼此將嚴重地相互干擾，使得這個系統的效能明顯的變差。



(a) 典型平行傳輸系統的頻譜分布示意圖



(b) 正交性的應用

圖 2-2 平行傳輸系統的傳輸頻寬示意圖

2.2 離散傅立葉轉換/反離散傅立葉轉換的使用

首先，我們將說明離散傅立葉轉換 (Discrete Fourier Transform, DFT) 可以用來產生一個正交分頻多工的傳輸訊號；接著，我們將證明此時的次載波間隔會使次載波訊號間彼此兩兩正交，正交性的成立將使此系統傳輸頻寬的使用更有效

率。一個正交分頻多工訊號的每一個次載波訊號可表示為

$$S_c(t) = A_c(t) \cdot e^{j[w_c t + \phi_c(t)]} \quad (2-2)$$

其中 $A_c(t)$ 和 $\phi_c(t)$ 分別為次載波訊號的振幅和相位，我們假設共有 N 個次載波訊號，則整體的訊號 $S_s(t)$ 可表示為

$$S_s(t) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} A_k(t) \cdot e^{j[w_k t + \phi_k(t)]} \quad (2-3)$$

其中 $w_k = w_0 + k\Delta w$ ，而 $A_k(t)$ 、 $\phi_k(t)$ 及 w_k 分別為第 k 個次載波訊號的振幅、相位及載波頻率。假設訊號在 NT 時間內不變，若此訊號取樣的頻率為 $\frac{1}{T}$ ，則

$A_k(t) = A_k$ 、 $\phi_k(t) = \phi_k$ (當 t 介於 0 與 NT 之間) 且取樣後訊號變成

$$S_s(nT) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} A_k \cdot e^{j\phi_k} \cdot e^{j2\pi(k\Delta f)nT} \quad (2-4)$$

(假設 $w_0 = 0$)。相對而言，反離散傅立葉轉換 (Inverse DFT, IDFT) 定義如下：

$$f(nT) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} F(k\Delta f) \cdot e^{j\frac{2\pi nk}{N}} \quad (2-5)$$

比較上列二式 (等式 (2-4) 及等式 (2-5)) 可發現當 $\Delta f = \frac{1}{NT}$ 的條件成立後，等式

(2-4) 就是一個反離散傅立葉轉換的關係式。若此條件成立，則 $A_k \cdot e^{j\phi_k}$ 為頻域訊號而 $S_s(nT)$ 為時域訊號， Δf 為次載波間隔， NT 為每個次載波訊號的有效符元時間，這個結果和圖 2-1 中所描述的系統是一致的。因此離散傅立葉轉換可用來產生正交分頻多工系統的傳輸訊號，而且此時的次載波間隔 ($\Delta f = \frac{1}{NT}$) 將使次載波訊號間彼此兩兩正交，我們將在下一段內容中證明這一點。

考慮一組正交分頻多工次載波訊號 (第 k 個次載波)：

$$\psi_k(t) = e^{j2\pi[f_0 + \frac{k}{NT}]t} \quad \text{for } k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \text{ and } 0 \leq t \leq NT \quad (2-6)$$

在此共有 N 個次載波訊號且每個次載波訊號的有效符元時間為 NT 。我們可以證明任兩個不同的次載波訊號之間是相互正交的，如下所示：

$$\frac{1}{NT} \int_0^{NT} \psi_p(t) \cdot \psi_q^*(t) dt = \begin{cases} 1 & \text{for } p = q \\ 0 & \text{for } p \neq q \end{cases} \quad (2-7)$$

由等式 (2-7) 可知，只要頻率間隔是整數倍 $\frac{1}{NT}$ 之次載波訊號就符合正交性的條件，而這條件和先前正交分頻多工系統符合反離散傅立葉轉換所需的條件 ($\Delta f = \frac{1}{NT}$) 是一致的。圖 2-3 為正交分頻多工次載波訊號的頻譜，由此圖亦可

看出，載波間干擾是不會發生的。舉例來說，次載波 0、1、3 及 4 上的訊號不會影響到次載波 2 上的訊號。

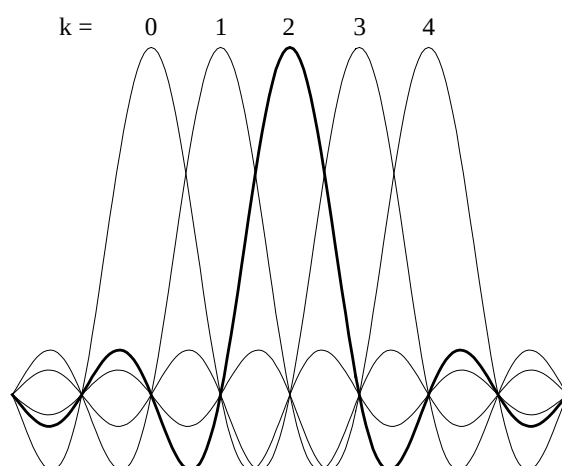


圖 2-3 正交分頻多工波載波的頻譜圖

2.3 護衛間隔的用處

當多重路徑發生時，就會產生碼際干擾，在正交分頻多工系統中我們以增長符元時間來解決這樣的問題。其作法就是在每個訊號的前面加個護衛間隔，也就是 $T_{\text{SYM}} = T_U + T_g$ 。 T_U 是有效符元(Useful Symbol)時間， T_g 是護衛間隔。護衛間

隔中所放置的是有效符元循環延伸 (Cyclic Extension) 的訊號。在每個正交分頻多工的訊號之前就是它自己的週期延伸，圖 2-4 表示出一個插有護衛間隔的正交分頻多工符元。因為在時域中的循環平移 (Cyclic Shift) 會在頻域上造成線性相位偏移，而線性相位偏移可用差分檢測技術 (Differential Detection Technique) 消除，或者此線性相位偏移效應將合併於通道響應中再利用領航次載波一起估計並加以補償之，所以在不受碼際干擾的區間內開始取樣，其對應之有效符元時間內的資料都可以用來正確地解調。

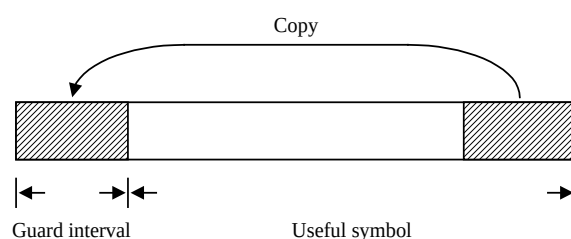


圖 2-4 一個正交分頻多工符元的示意圖

因此利用護衛間隔循環平移的特性，我們可以減輕時序及多路徑失真的問題，敘述如下：

(i) 它使時序的問題變小。在圖 2-5 我們加了一個護衛間隔在每個正交分頻多工的訊號前面，若無時間偏移 (Timing Offset)，則可以得到正確的訊號，如圖 2-5(a) 所示。假如時間偏移的大小小於護衛間隔，我們仍可除去時間偏移所造成的效應。因為只要時間偏移小於護衛間隔，我們就可以得到一個循環平移的有效符元訊號用來解調，如圖 2-5(b) 所示。但是如果時間偏移大於護衛間隔，則會有碼際干擾的問題，如圖 2-5(c) 所示。

(ii) 它減輕了多路徑失真的問題。護衛間隔使得傳送訊號和通道頻率響應的線性旋積 (Linear Convolution) 變成環旋積 (Circular Convolution)。當多路徑延遲 (τ) 小於護衛間隔 (T_g) 時，只要在不碼際干擾 (ISI Free) 區間內開始取樣，就能使傳送訊號和通道頻率響應的環旋積等同於接收到的訊號，如圖 2-6(a) 所示 (兩個路徑訊號之取樣皆未產生碼際干擾)。假如此時在兩個符元時間內通道的特性沒改變，我們就可用差分檢測的技術消除多路徑效應。但是如果多路徑延遲 (τ) 大於護衛間隔 (T_g)，則在解調的時候就會有碼際干擾的問題出現，如圖 2-6(b) 所示。

雖然加了護衛間隔有以上的兩個優點，但相對的它使得系統要多付出傳送功率或傳送頻寬的代價。若是護衛間隔取得太小，則時序和多路徑失真的問題便會影響系統的效能；在另一方面如果護衛間隔取得太大，又會使得系統的傳送功率或傳送頻寬增加太多。現行一般系統的作法是讓護衛間隔長度約成為有效符元長度的百分之 25 左右，如數位音響廣播 (Digital Audio Broadcasting, DAB) 系統。

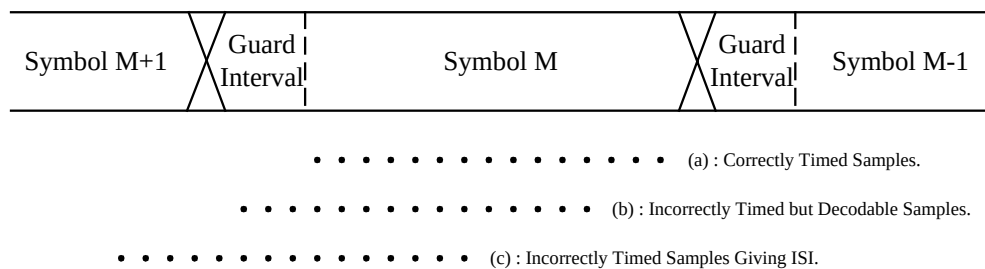


圖 2-5 包含護衛間隔之接收訊號所擁有的時序容忍效應示意圖

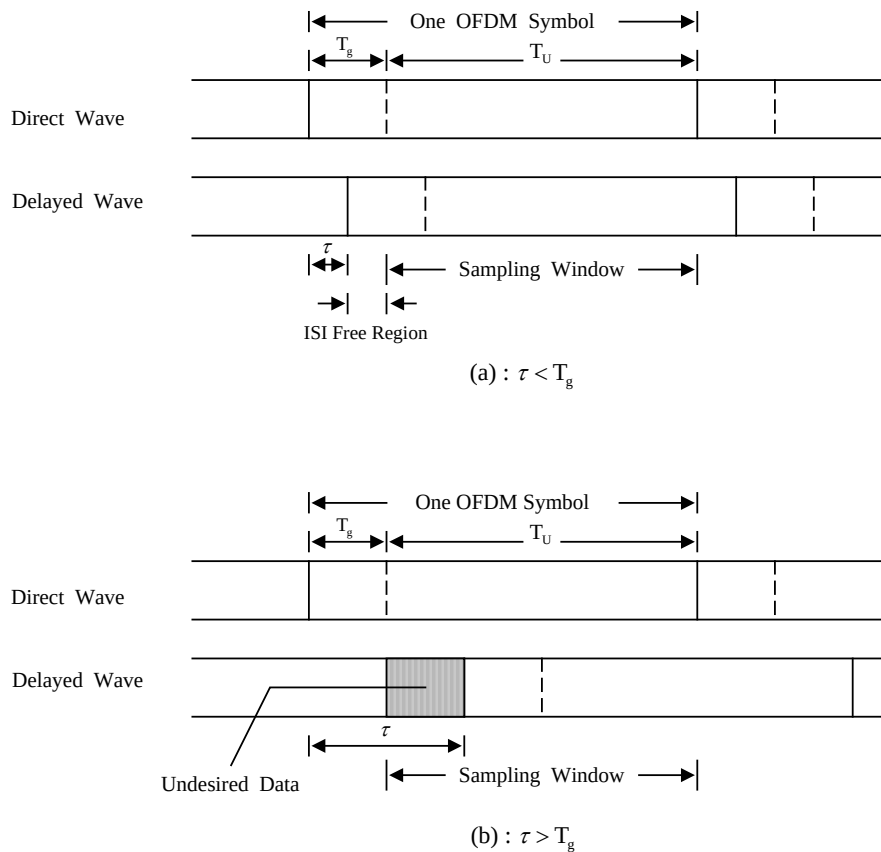


圖 2-6 正交分頻多工訊號的多路徑干擾示意圖

2.4 以快速傅立葉轉換為基礎的正交分頻多工系統

當我們知道可以使用離散傅立葉轉換來產生正交分頻多工的傳輸訊號時，就可以設計一個以快速傅立葉轉換為基礎的正交分頻多工系統。圖 2-7 描述了一個典型的以快速傅立葉轉換為基礎的正交分頻多工系統[5]。

在圖 2-7 中，輸入的串列位元資料首先經由一個串列轉並列的轉換器 (S/P Converter)，之後再分成 N 個複數資料，作為 N 個正交分頻多工系統次載波的輸入，每個複數資料都包含數個位元，以便符合複數資料在訊號空間 (Signal Space) 上的位置，而這些位置和正交分頻多工系統所使用的調變技術有關，例如可使用四相位移鍵調變 (QPSK) 或 16 點二維振幅調變 (16-QAM)。此時的複數資料可以視為在頻域的訊號。接著這 N 個複數資料經由反快速傅立葉轉換轉換到時域內，而反快速傅立葉轉換的輸出經由一個並列轉串列的轉換器 (P/S Converter) 變成串列形式。在每個有效符元的前端我們插入護衛間隔用以避免由多路徑通道所產生的碼際干擾。然後這些離散的資料經由數位轉類比轉換器 (D/A Converter) 轉成類比形式且經過低通濾波以限定其傳輸頻寬，再將訊號傳送出去。接收機的工作大體上為發射機的反運作，唯有其中單軌等化器 (One-Tap Equalizer) 的作用為修正每個次載波通道上所產生的失真，因此每個等化器上的相乘係數 (Tap

Coefficient) 也就和每個次載波通道的特性有關。使用快速傅立葉轉換來實現離散傅立葉轉換的優點為運算量可由 N^2 個相乘計算次數減少為 $N \cdot \log_2 N$ 個相乘計算次數，大量的減少了在實作上的複雜度。

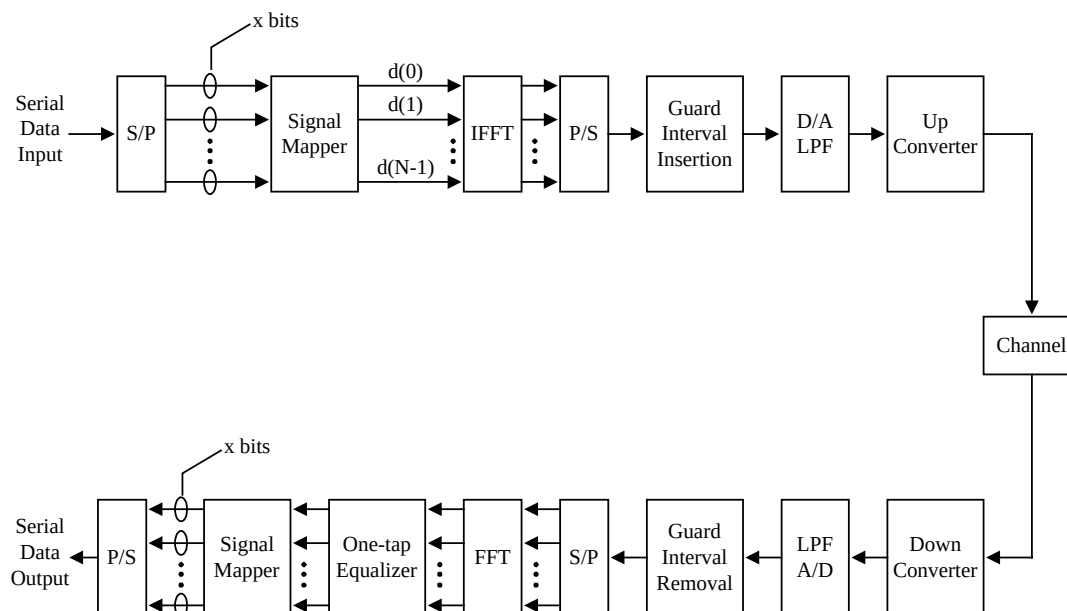


圖 2-7 快速傅立葉轉換為基礎的正交分頻多工系統圖

以快速傅立葉轉換為基礎的正交分頻多工系統的主要優點是可以傳送很高的資料速率 (Data Rate)，即使訊號傳送在很嚴重的頻率選擇性衰減通道 (Frequency Selective Fading Channels) 中，其接收機複雜度相較於單一載波 (Single carrier) 通訊系統簡單的多。而使用快速傅立葉轉換去實現這個正交分頻多工系統的傳輸訊號，一方面可以降低計算的複雜度，另一方面則可以使得所有次載波的訊號彼此兩兩正交，進而促使頻寬的使用更有效率。護衛間隔的設置可以用來對抗碼際干擾，如果護衛間隔的長度大於多路徑通道 (Multi-path Channels) 中最長的路徑延遲時間則碼際干擾可以完全被避免。

利用快速傅立葉轉換的正交分頻多工系統雖然有眾多的優點，但它畢竟也不是毫無缺點。它所存在的缺點包括：

(i) 對同步的要求更加的嚴格。這是因為一旦載波頻率偏移，就會破壞訊號間的正交性。當正交的特性不再存在時，系統的性能就會大大地降低。

(ii) 容易造成非線性失真。這是因為多個載波訊號輸出時相加在一起，使得其輸出功率的尖峰對平均之比值變得很大。因而需要很好的線性功率放大器，否則在經過功率放大器時，容易造成非線性失真。

第三章

數位音響廣播系統的簡介 (Eureka 147 DAB System)

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。如同在第二章所述，由於正交分頻多工傳輸技術的特性，特別是抵抗碼際干擾，全世界許多國家在數位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。我們將在這章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；最後，我們將簡單的敘述如何針對這個系統來完成訊號的同步以及通道的估計。

3.1 系統簡介

此系統方塊圖如圖 3-1 所示，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 3-1 所示。

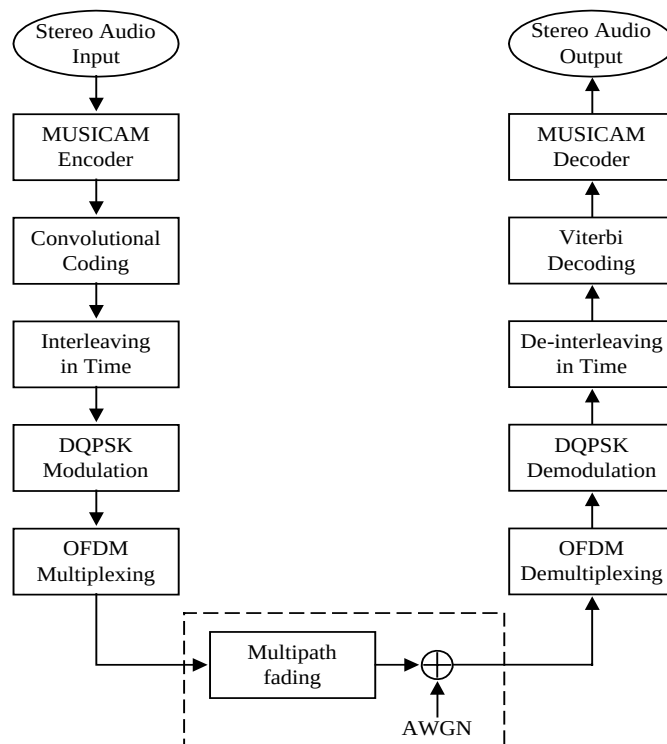


圖 3-1 Eureka 147 數位音響廣播系統方塊圖

3.2 傳輸訊號及碼框結構

如圖 3-2 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)[6][7]。

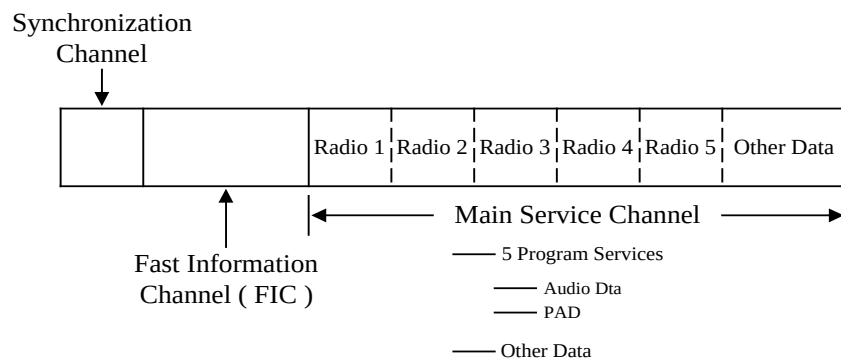


圖 3-2 數位音響廣播系統之多工碼框圖

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。

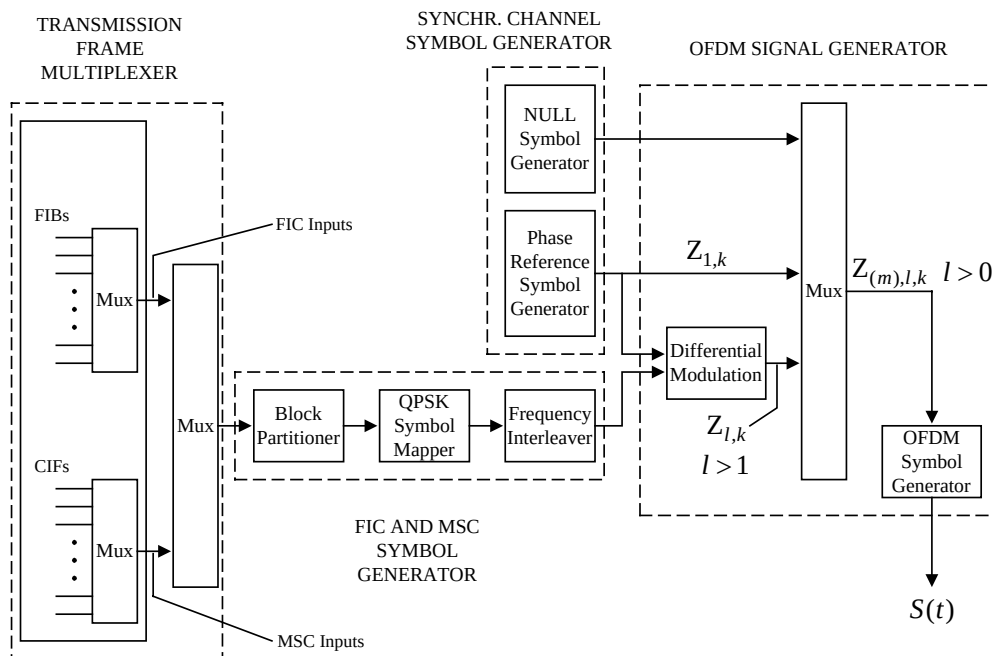


圖 3-3 數位音響廣播系統主要訊號產生器之方塊圖

三種頻道的資料可經由圖 3-3 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，每個區塊的大小為一個正交分頻多工符元的長度；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)，這兩個符元可以用來完成訊號同步。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：

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

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

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

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 是整個傳輸碼框的長度； T_{NULL} 是空符元的長度； T_{SYM} 是一個完整符元的長度，包含一個有效符元的長度(T_U)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； $\text{Rect}(\frac{t}{T_{\text{SYM}}})$ 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。

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 3-1 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($1/T_U$)、有效符元的長度(T_U)、護衛間隔的長度(T_g)以及完整符元的長度(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 公理，所以可以應用於所謂的單一頻率網路(Single Frequency Network, SFN)。

	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	$250\mu s$	$125\mu s$	$500\mu s$
$1/T_U$	1KHz	4KHz	8KHz	2KHz
T_g	$246\mu s$	$62\mu s$	$31\mu s$	$123\mu s$
T_{SYM}	1.246ms	$312\mu s$	$156\mu s$	$623\mu s$
T_{NULL}	1.297ms	$324\mu s$	$168\mu s$	$648\mu s$
T_F	96ms	24ms	24ms	48ms
f_C	about 375MHz	1452~1492MHz	about 3GHz	about 1.5GHz

表 3-1 四種傳輸模式的相關參數表

3.3 訊號同步及通道估計

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。有關這個系統訊號同步的方法將在第五章詳細描述。至於通道頻率響應的估計方面，由於此系統使用差分調變技術，因此並不需要去估計通道的頻率響應。

第四章

數位影像廣播之地面廣播系統 的簡介(DVB-T System)

歐規的數位影像廣播之地面廣播系統(DVB-T System)是採用正交分頻多工傳輸技術來傳送訊號。如同在第二章所述，由於正交分頻多工傳輸技術的特性，特別是可以抵抗碼際干擾，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，我們將介紹這個系統的系統方塊圖，包含說明每個方塊的功能；接著，我們將展示這個系統的傳輸訊號以及碼框結構，包含各種傳輸模式的參數表以及各種參考訊號的說明；最後，我們將簡單的敘述如何針對這個系統來完成訊號的同步以及通道的估計。

4.1 系統簡介

圖 4-1 是數位影像廣播之地面廣播系統方塊圖[8]。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 4-2 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。

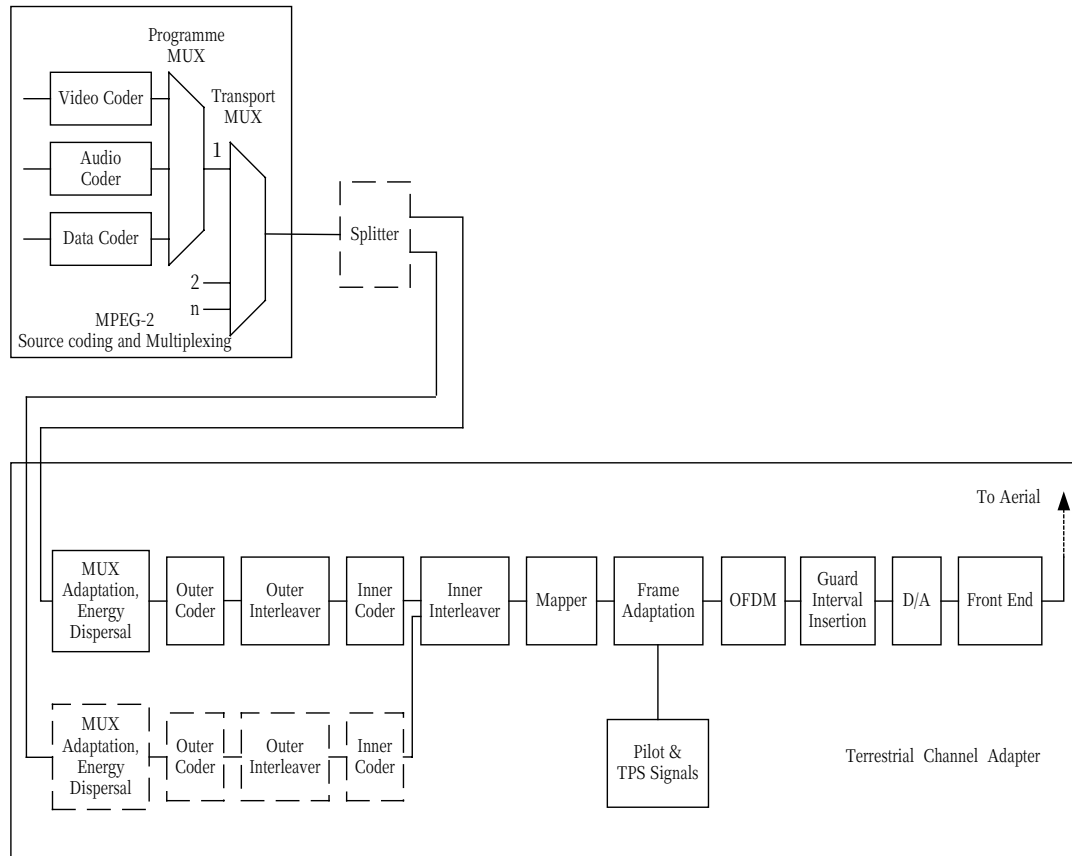
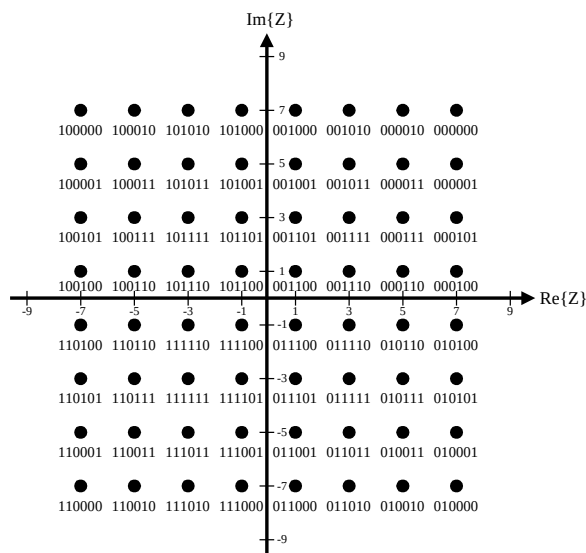


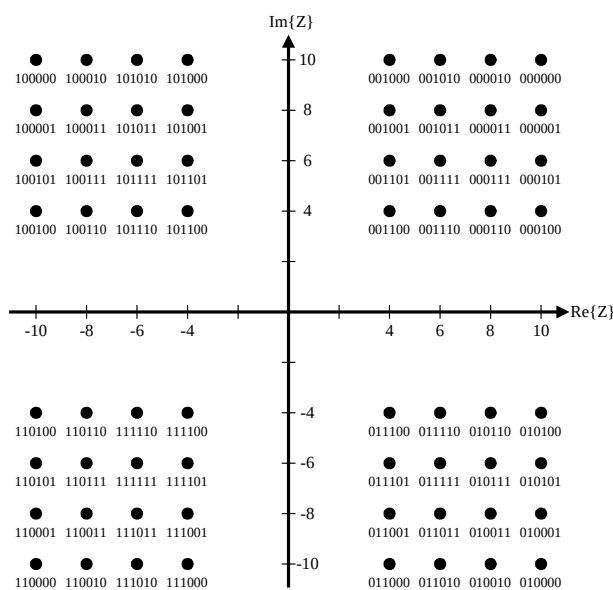
圖 4-1 數位影像廣播之地面廣播系統方塊圖

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 4-2 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 4-2(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本章的第三小節說明。

4.2 傳輸訊號及碼框結構

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

$$S(t) = \text{Re}\{e^{j2\pi f_c t} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{l=0}^{67} \sum_{k=K_{\min}}^{K_{\max}} Z_{m,l,k} \cdot g_k(t - m \cdot T_F - l \cdot T_{\text{SYM}})\} \quad (4-1)$$

其中

$$g_k(t) = e^{j2\pi \frac{k'}{T_U}(t-T_g)} \cdot \text{Rect}\left(\frac{t}{T_{\text{SYM}}}\right), \quad T_F = 68T_{\text{SYM}}, \quad k' = k - \frac{K_{\max} - K_{\min}}{2} \quad (4-2)$$

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

在頻寬為 8MHz 的系統中,其載波的中心頻率位置為:

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

兩種傳輸模式相關的參數如表 4-1 所示,其基本取樣週期(Elementary Sampling Period: T)皆為 $\frac{7}{64} \mu\text{s}$ 。由此表可知,因為 8K 模式的快速傅立葉轉換長度(N)是 2K 模式的四倍,所以其有效符元長度為 2K 模式的四倍而次載波間隔為 2K

模式的四分之一。又因為 8K 模式的主動次載波個數 (K) 約為 2K 模式的四倍，所以兩個傳輸模式的有效頻寬皆約為 7.61MHz。每一種傳輸模式都可根據需要選擇適當的護衛間隔長度(為有效符元長度的 1/4、1/8、1/16 或 1/32)。

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

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

表 4-1 8K 及 2K 兩種傳輸模式在 8MHz 通道的相關參數表

4.3 訊號同步及通道估計

在數位影像廣播-地面廣播系統中，訊號同步、傳輸方式的相關參數以及通道估計等相關資訊均可利用已知的參考訊號以及護衛間隔來求得。符元時間及小數載波頻率偏移可以利用護衛間隔估計出來，其偵測的方法和在數位音響廣播系統中估計符元時間及小數載波頻率偏移時所用的方法是一樣的。而整數載波頻率偏移是由匹配連續領航次載波訊號的位置來求得。碼框時間則是由匹配傳輸參數訊號所攜帶的 67 個 TPS 位元中的 16 個同步位元來求得，而其他的 TPS 位元將提供此系統其他相關參數的訊息。通道頻率響應的估計則是先利用散射領航次載波訊號來得到通道頻率響應的取樣訊號，再將此取樣訊號做內插來求得。接下來，我們將分別敘述這三種參考訊號的分佈位置、量值以及如何利用這些參考訊號來偵測整數載波頻率偏移、碼框時間以及通道的頻率響應。

圖 4-3 是三種參考次載波訊號和資料次載波訊號的示意圖，實心點是三種參考次載波訊號的位置而空心點則是資料次載波訊號的位置。三種參考次載波訊號分別為連續領航次載波訊號、傳輸參數訊號以及散射領航次載波訊號。此圖的橫軸標示次載波的順序，而縱軸則標示時間順序。次載波的順序由第 $K_{\min}$ 個次載波到第 $K_{\max}$ 個次載波。時間順序是指這個次載波所在的時間位置是在哪一個碼框中的哪一個符元，一個碼框有 68 個符元，所以符元順序每 68 個循環一次。每一列的實心點及空心點即是某一碼框中的某一符元在頻率軸上其次載波分佈的情形。

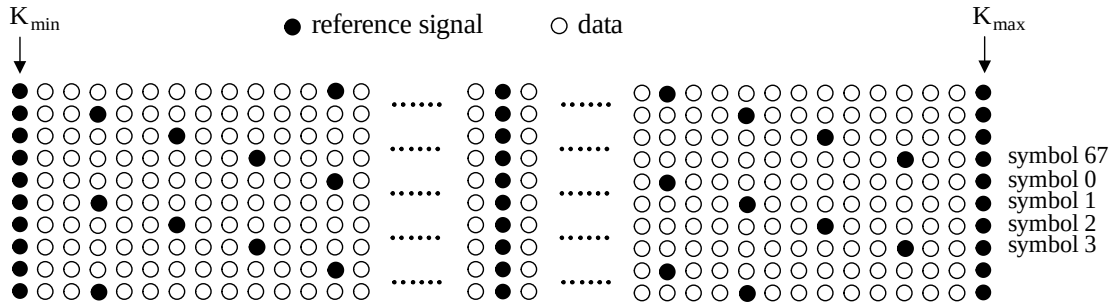


圖 4-3 三種參考訊號次載波和資料訊號次載波位置分佈示意圖

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

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

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

圖 4-4 特別標示出連續領航次載波訊號。如圖 4-4 所示，實心點為連續領航次載波訊號，而空心點則為其它次載波訊號。連續領航次載波訊存在於每個符元的固定次載波位置上，同時在所有符元的相同連續領航次載波上的值相同。就 8K 模式而言，一個符元中含有 177 個連續領航次載波訊號；而就 2K 模式而言，一個符元中含有 45 個連續領航次載波訊號。這些連續領航次載波訊號的位置有一個特定的組合，而整數載波頻率偏移則會造成這個位置組合整體的循環平移。因此，偵測這個連續領航次載波位置組合的循環平移量即可得到整數載波頻率偏移的估計值。

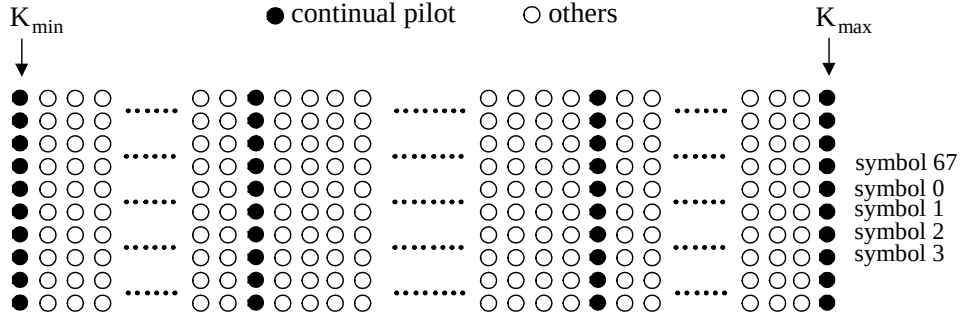


圖 4-4 連續領航訊號次載波和其他訊號次載波位置分佈示意圖

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

$$Z_{m,0,k} = 2 \cdot (0.5 - w_k) \quad (4-5)$$

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

$$Z_{m,l,k} = (-1)^{S_l} \cdot Z_{m,l-1,k} \quad l = 1, 2, \dots, 67 \quad (4-6)$$

圖 4-5 特別標示出傳輸參數訊號次載波。如圖 4-5 所示，實心點為傳輸參數訊號次載波，而空心點則為其它次載波訊號。就 8K 模式而言，一個符元中含有 68 個傳輸參數訊號次載波；而就 2K 模式而言，一個符元中含有 17 個傳輸參數訊號次載波。

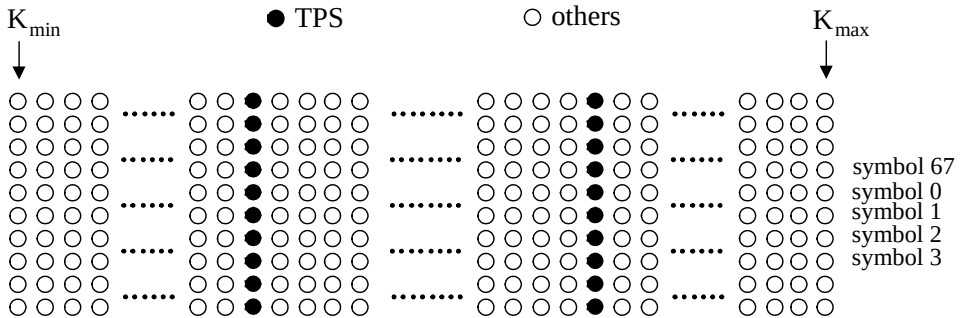


圖 4-5 傳輸參數訊號次載波和其他訊號次載波位置分佈示意圖

每一個符元上的所有傳輸參數訊號次載波所攜帶的 TPS 位元皆相同，如等式(4-6)所示，所以每個碼框共有 67 個 TPS 位元。表 4-2 為這 67 個 TPS 位元的功能表，我們接下來將會簡述這 67 個 TPS 位元的使用目的。

	Bit number	Purpose/Content
16 synchronization bits →	$S_1 - S_{16}$	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
37 information bits →	S_{30}, S_{31}, S_{32}	Code rate, HP stream
	S_{33}, S_{34}, S_{35}	Code rate, LP stream
	S_{36}, S_{37}	Guard interval
	S_{38}, S_{39}	transmission mode
	$S_{40} - S_{47}$	Cell identifier
	$S_{48} - S_{53}$	Reserved for future use
14 redundancy bits →	$S_{54} - S_{67}$	Error protection

表 4-2 傳輸參數訊號所攜帶之 TPS 位元的功能表

如表 4-2 所示，這 67 個 TPS 位元可以區分為三部分：第一部分是 16 個同步位元，第二部分是 37 個資訊位元，而最後一部分為 14 個多餘位元。16 個同步位元($S_1, S_2, \dots, S_{16}$)有固定的組合，匹配這個組合可以找出符元的順序，即是碼框時間。37 個資訊位元($S_{17}, S_{18}, \dots, S_{53}$)是用來控制系統的相關傳輸參數，例如調變的方式、階層式調變的資訊、高優先權資料的編碼率、低優先權資料的編碼率、護衛間隔和有效符元長度的比例，以及使用哪一種傳輸模式等等。最後 14 個多餘位元($S_{54}, S_{55}, \dots, S_{67}$)是用來保護之前的 53 個 TPS 位元，經由 BCH(67,53,t=2)編碼將 53 個 TPS 位元延伸為 67 個 TPS 位元，並增加保護的能力。

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

即

$$Z_{m,l,k} = \frac{4}{3} \cdot 2 \cdot (0.5 - w_k) \quad (4-7)$$

圖 4-6 特別標示出散射領航次載波訊號。如圖 4-6 所示，實心點為散射領航次載波訊號，而空心點則為其它次載波訊號。由此圖可知，在一個符元中，每 12 個次載波便會放置一個散射領航次載波訊號。而在相鄰的符元中，散射領航次載波訊號的位置組合會相對的間隔 3 個次載波間隔。一個碼框中第 l 個符元的散射領航次載波訊號其次載波的位置 k 為：

$$k = K_{\min} + 3 \times (l \bmod 4) + 12 \times p \quad p \geq 0, k \in [K_{\min}, K_{\max}] \quad (4-8)$$

就 2K 模式而言， $K_{\min} = 0$ ， $K_{\max} = 1704$ ；就 8K 模式而言， $K_{\min} = 0$ ， $K_{\max} = 6816$ 。在接收端取出存在於散射領航次載波位置上的值並且將其它次載波位置上的值

換成 0，我們就可以得到傳輸通道頻率響應(Frequency Response)的取樣訊號。接著，我們可以依次針對時域及頻域使用內插法(Interpolation)，如此我們就可以得到傳輸通道頻率響應的估計值。

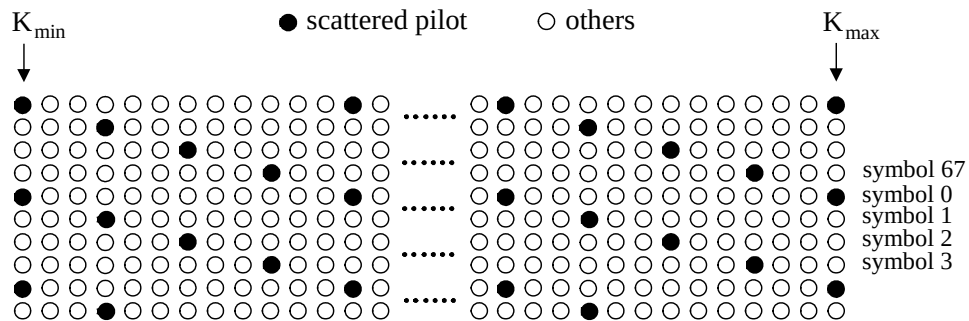


圖 4-6 散射領航訊號次載波和其他訊號次載波位置分佈示意圖

有關這個系統訊號同步及通道估計的方法將在第五章詳細描述。

第五章

數位音響廣播及數位影像廣播地面廣播系統訊號同步架構之設計

在這個章節中，我們將分別介紹數位音響廣播系統和數位影像廣播地面廣播系統接收機架構的設計方法，其中我們主要針對接收機中訊號同步部分做詳細的說明。接收機可以分成內層接收機和外層接收機，內層接收機主要的功能包含有訊號同步（Signal Synchronization）及通道估測（Channel Estimation），而外層接收機主要的功能包含有通道等化（Channel Equalization）、資料解調（Data Detection）、反交錯（De-interleaving）、通道解碼（Channel Decoding）、反多工（De-multiplexing）以及來源解碼（Source Decoding）。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。在數位影像廣播之地面廣播系統中，內層接收機的運作依次是符元時間的同步、小數載波頻率偏移的估計、整數載波頻率偏移的估計，碼框時間的同步以及通道的估測。在本章中我們將分別介紹數位音響廣播系統和數位影像廣播之地面廣播系統內層接收機中所有訊號同步的設計方法。

5.1 數位音響廣播系統訊號同步架構之設計

圖 5-1 是數位音響廣播系統接收機架構的方塊圖，在此我們主要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，我們可以得到符元時間及小數載波頻率偏移的估計值，在此部分我們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。

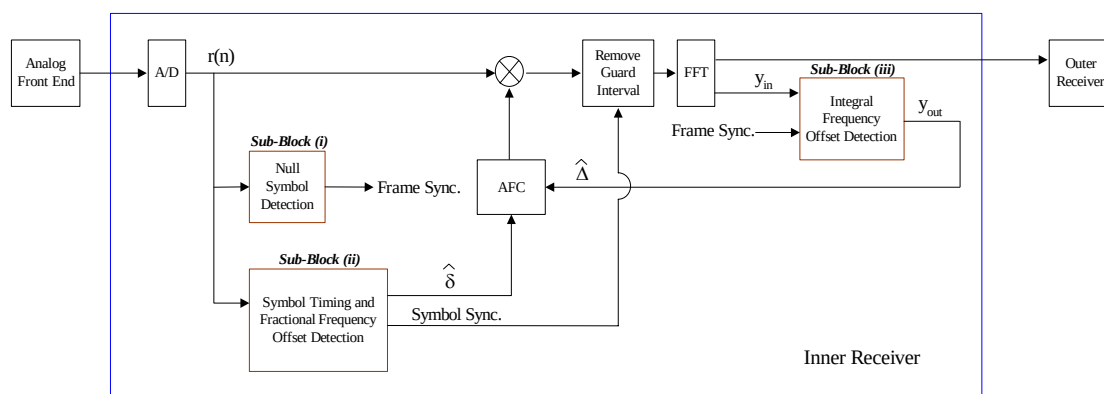


圖 5-1 數位音響廣播系統之訊號同步子系統方塊圖

5.1.1 碼框同步的偵測

圖 5-1 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[9]。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 5-2 是數位音響廣播系統中碼框訊號的功率示意圖。如此圖所示，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我們介紹兩個估計碼框時間的方法。

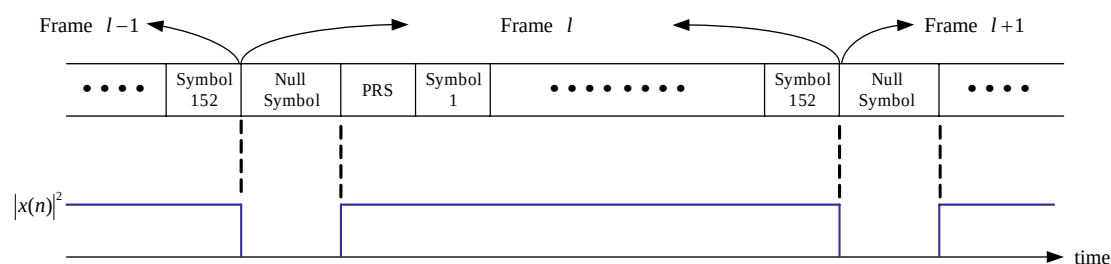


圖 5-2 數位音響廣播系統之碼框訊號功率示意圖

首先是最小功率偵測法，如圖 5-3 所示。在圖 5-3 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：

$$m_n = \sum_{k=0}^{L_F-1} |r_{n-k}|^2 \quad (5-1)$$

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。

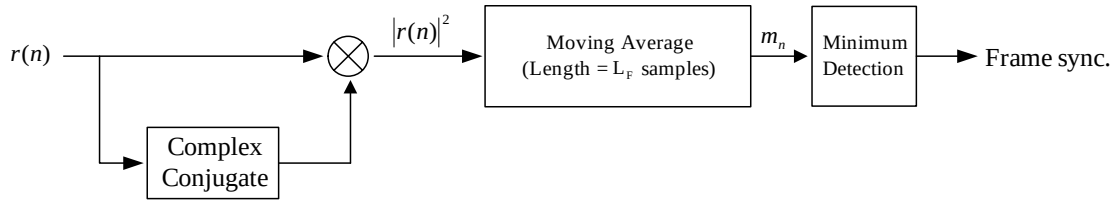


圖 5-3 最小功率偵測法之方塊圖

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 5-4 所示。由圖 5-4 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：

$$a_n = \sum_{k=0}^{L_F-1} |r_{n+k}|^2 \quad (5-2a)$$

$$b_n = \sum_{k=0}^{L_F-1} |r_{n-k}|^2 \quad (5-3a)$$

然後將兩個移動平均器輸出值相除，如下所示：

$$m_n = \frac{a_n}{b_n} \quad (5-3c)$$

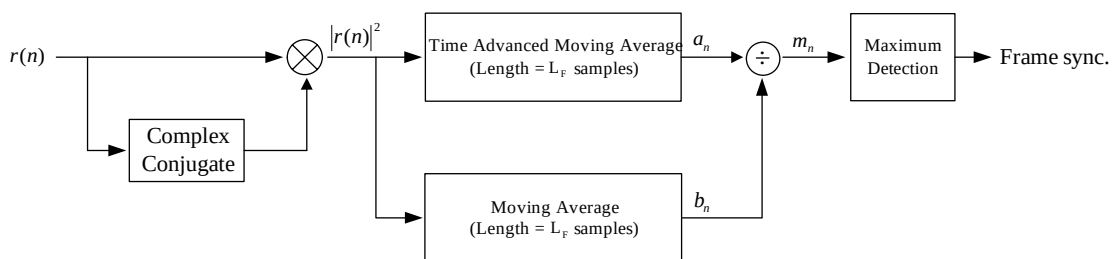


圖 5-4 雙滑動視窗偵測法之方塊圖

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。

5.1.2 符元同步及小數載波頻率偏移的偵測

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 5-5 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 5-5 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：

$$r(n) = x_t(n) \cdot e^{j2\pi\Delta f_0 t} = x_t(n) \cdot e^{j2\pi\frac{\varepsilon}{NT}nT} = x_t(n) \cdot e^{j\frac{2\pi n\varepsilon}{N}} \quad (5-4)$$

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：

$$M_r(n) = r(n) \cdot r^*(n - N) \quad (5-5)$$

則將等式(5-4)代入等式(5-5)，可得到

$$\begin{aligned} M_r(n) &= x_t(n) \cdot e^{j\frac{2\pi n\varepsilon}{N}} \cdot x_t^*(n - N) \cdot e^{-j\frac{2\pi(n-N)\varepsilon}{N}} \\ &= x_t(n) \cdot x_t^*(n - N) \cdot e^{j2\pi\varepsilon} \end{aligned} \quad (5-6)$$

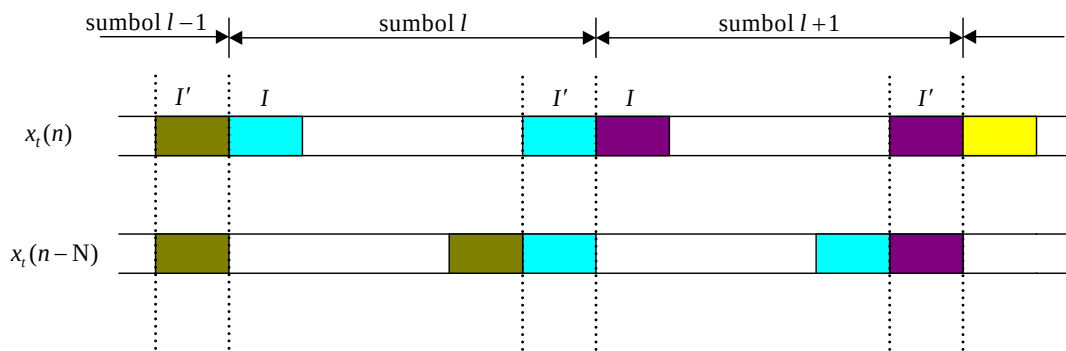


圖 5-5 護衛間隔特性之訊號序列示意圖

在圖 5-5 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：

$$\frac{1}{2\pi} \arg\{M_r(n)\} \quad (5-7)$$

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 5-6 所示（在此例中 ε 為 0.3）。

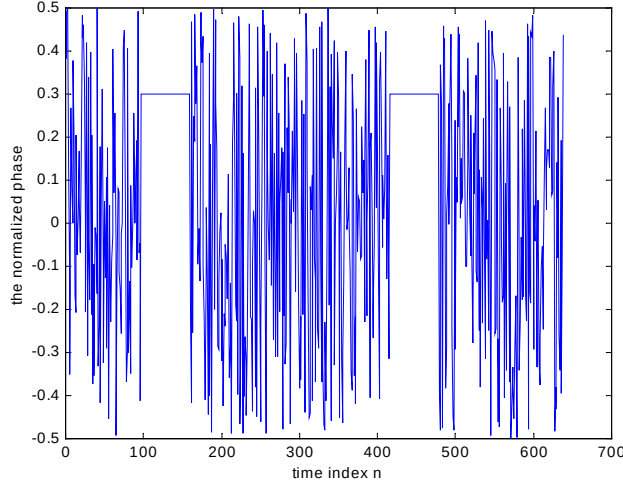


圖 5-6 護衛間隔特性之正規化相位示意圖

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：

$$\varepsilon = \Delta + \delta \quad (5-8)$$

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 5-7 所示。在圖 5-7 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，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。

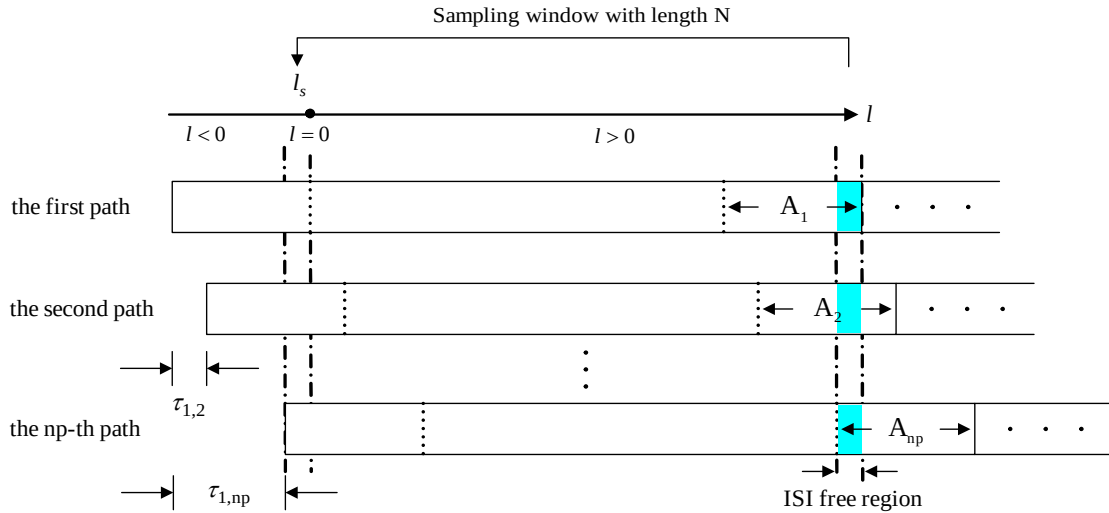


圖 5-7 多重路徑通道中非碼際干擾區間示意圖

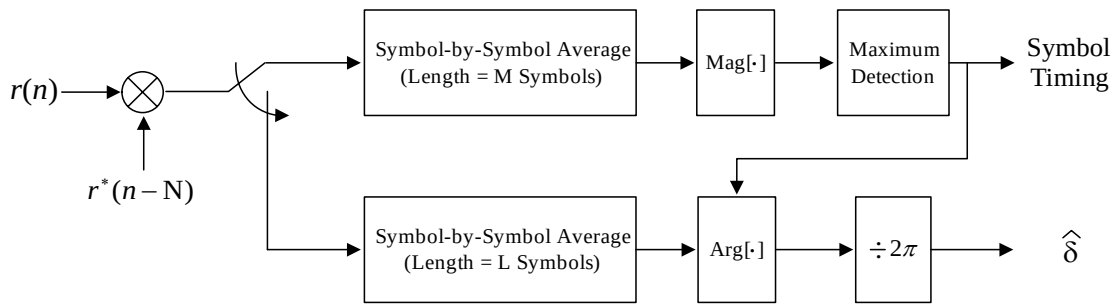


圖 5-8 符元同步及小數載波頻率偏移偵測方法一之方塊圖

圖 5-8 是符元同步及小數載波頻率偏移偵測方法一之方塊圖 [10][11][12]。在圖 5-8 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 5-6 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 5-9 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 5-10（此時 $M=200$ ）所示。同樣地，圖 5-10 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。

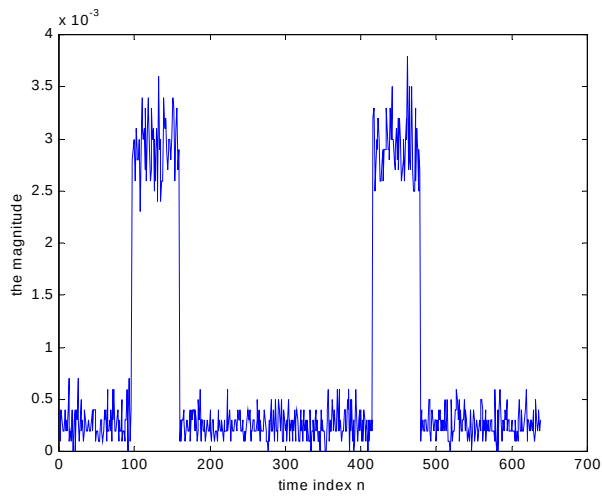


圖 5-9 理想通道中方法一之振幅示意圖

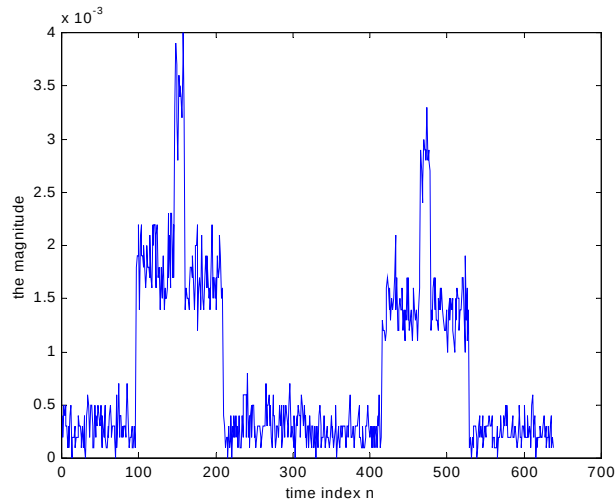


圖 5-10 雙重路徑通道中方法一之振幅示意圖

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 5-11 即是方法二之方塊圖，在圖 5-11(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 5-11(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 5-6 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 5-12(此時 $M=L_1 \times L_2=100$)所示。在圖 5-12 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，形成一個低窪區。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 5-13 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 $L1=3$ ， $L2=66$ 。此通道參數及訊號參數和圖 5-10 的範例中所使用的參數相同，由圖 5-13 可知，在每個完整 OFDM 符元的範圍內會出現一個最低窪的區間，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。

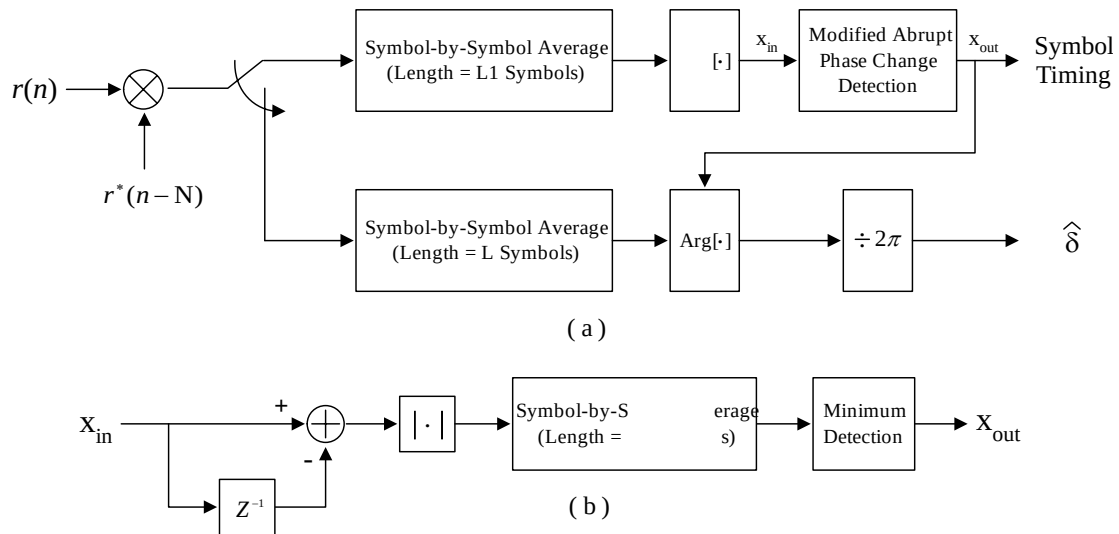


圖 5-11 符元同步及小數載波頻率偏移偵測方法二之方塊圖

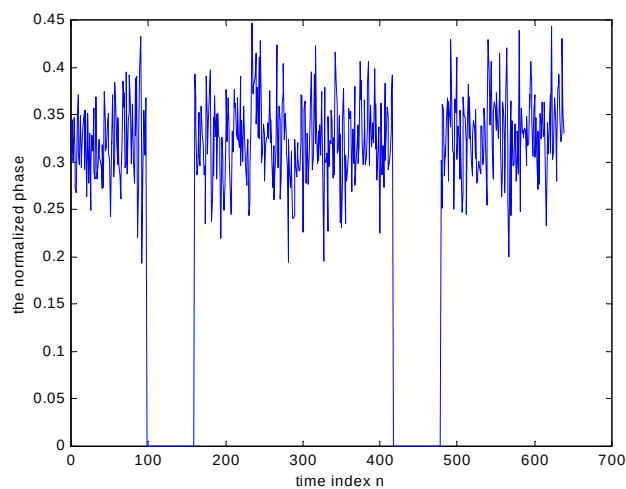


圖 5-12 理想通道中方法二之正規化相位示意圖

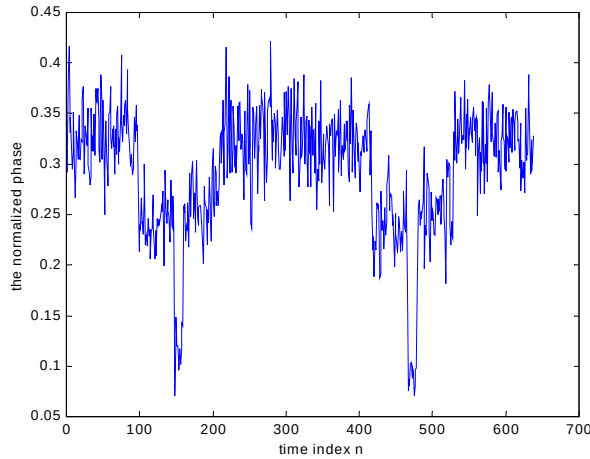


圖 5-13 雙重路徑通道中方法二之正規化相位示意圖

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

5.1.3 整數載波頻率偏移的偵測

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 5-14 所示。至於圖 5-14 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。詳細的數學表示式請參照 1.3.2 節中所示。

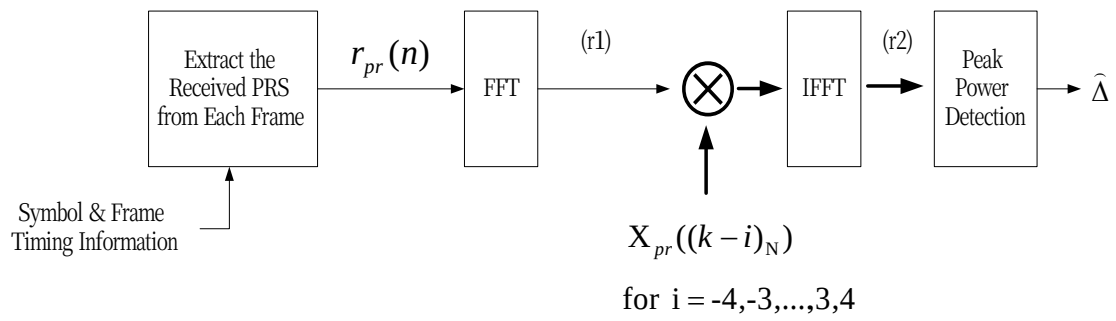


圖 5-14 整數載波頻率偏移偵測之方塊圖

5.2 數位影像廣播地面廣播系訊號同步架構之設計

圖 5-15 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 5-15 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，此部份將在第八章做詳細說明。

5.2.1 符元同步及小數載波頻率偏移的偵測

數位影像廣播地面廣播系統中，符元同步及小數載波頻率偏移的偵測，同樣也是利用護衛間隔的特性來求得。所以在 5.1.2 節中所介紹的兩個偵測數位音響廣播系統之符元同步及小數載波頻率偏移的方法也適用於此數位影像廣播地面廣播系統。除了這兩個系統的訊號參數不同外（ N 值會改變），其他在圖 5-8 及圖 5-11 中所述的方法完全相同，因此可以共用同一個架構。

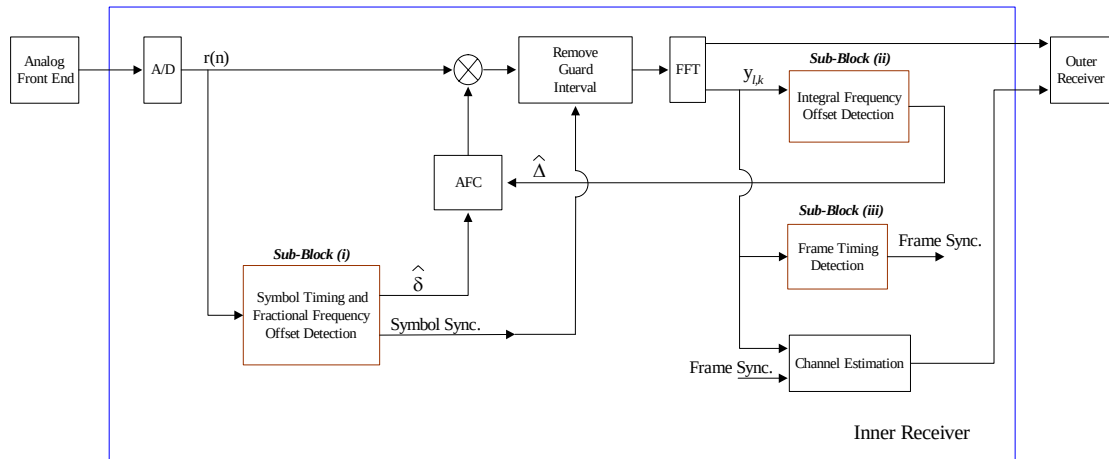


圖 5-15 數位影像廣播地面廣播系統之訊號同步子系統方塊圖

5.2.2 整數載波頻率偏移的偵測

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導航次載波位置來求得，如圖 5-16 所示。

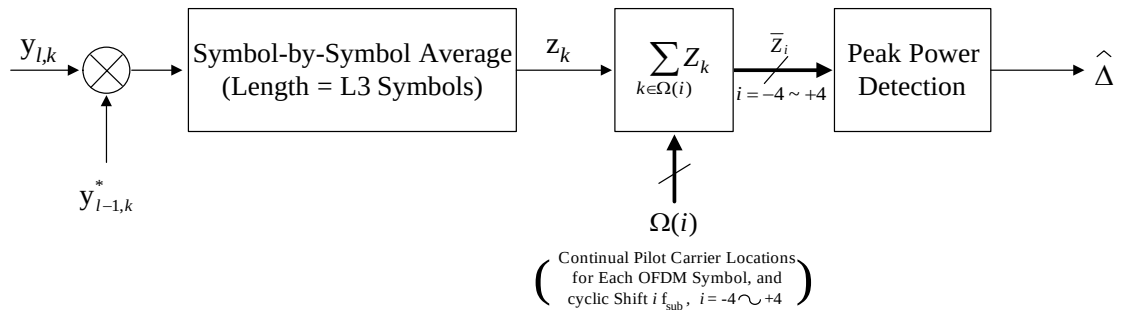


圖 5-16 整數載波頻率偏移偵測之方塊圖

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 5-16 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

$$\tilde{z}_k = y_{l,k} \cdot y_{l-1,k}^* \quad (5-9)$$

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。

5.2.3 碼框同步的偵測

在做完符元時間、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

$$x_{l,k} = x_{l-1,k} \cdot (-1)^{S_l} \quad \text{where } k \in \Gamma \quad (5-10)$$

$x_{l,k}$ 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。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，詳見第四章所述。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。

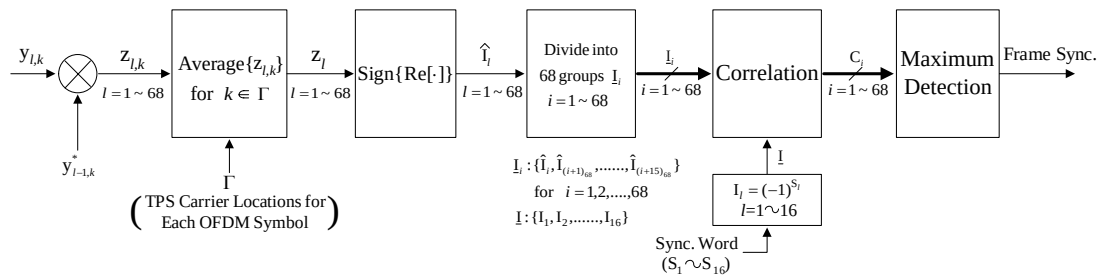


圖 5-17 碼框同步偵測之方塊圖

圖 5-17 則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

$$y_{l,k} = x_{l,k} \cdot H_{l,k} + n_{l,k} \quad (5-11)$$

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 5-17 所示，可以得到如下結果

$$\begin{aligned} z_{l,k} = y_{l,k} \cdot y_{l-1,k}^* &= |x_{l-1,k}|^2 H_{l,k} H_{l-1,k}^* (-1)^{S_l} \\ &\approx |x_{l-1,k}|^2 |H_{l-1,k}|^2 (-1)^{S_l} \end{aligned} \quad (5-12)$$

因為同一符元時間內的 TPS 次載波所攜帶的 TPS 位元相同，所以可以將一個符元時間內的所有 TPS 次載波拿來平均以降低雜訊效應。所以觀察圖 5-17 中 z_l 值

的正或負即可得知 TPS 位元為 0 或 1。若 z_l 為正值，則 $\hat{I}_l$ 為 1，相對的 TPS 位元

(S_l) 為 0；反之若 z_l 為負值，則 $\hat{I}_l$ 為 -1，相對的 TPS 位元(S_l) 為 1。所以在每個

碼框的範圍內可以得到 68 個 $\hat{I}_l$ 值，不過此時我們尚且不知道碼框訊號中符元的

順序。因為 16 個同步位元型態是固定的，所以可以用之去匹配這 68 個 $\hat{I}_l$ 值。即

是將 68 個 $\hat{I}_l$ 值，每 16 個為一組，利用循環平移產生 68 組。每一組有 16 個 $\hat{I}_l$ 值

和原始 16 個同步位元作匹配，其中最大值的那一組，所對應的符元順序即是符元 1 至符元 16。由此我們可以得知符元的順序。

第六章

數位音響廣播與數位影像廣播地面廣播系統整合之架構設計

6.1 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，首先我們將會對 DAB 及 DVB-T 系統作初步的整合，然後我們將分別介紹這兩個系統訊號同步及其他部分的整合方式，最後我們將會作一個簡單的結論。

6.2 DAB 與 DVB-T 系統之初步整合

由前面介紹已知這兩種系統之架構，利用函式共用之原理可將這兩種系統整合，如圖 6-1 所示，此為初步整合概念圖。深色部分為系統訊號同步之部分，將會在 6-3 節作介紹。由圖 6-1 可以清楚看到系統有共用部份可予以整合，在不同的運算方式再予以區分為不同處理路徑。本計畫分為三年執行，第一年為整合系統訊號同步之部份，即為深色區域的地方，我們將會在下一節介紹，至於其它部分之整合為第二年及第三年之計畫內容。

6.3 DAB 與 DVB-T 系統訊號同步部份整合之介紹

本計畫第一年執行的內容為系統訊號同步部份之整合，在這一節裡將介紹此部份。整合系統之第一步工作為判斷所要採用之系統，如 DAB 系統或 DVB-T 系統，以及採用系統之何種模式，如 DAB 系統之模式一到模式四或 DVB-T 系統之 8K 模式及 2K 模式。在決定採用之系統與模式，才可根據系統之類別，由軟體控制所需之硬體與操作方式。系統之選擇可由人工方式或軟體控制決定，圖 6-2 為系統模式之分類。

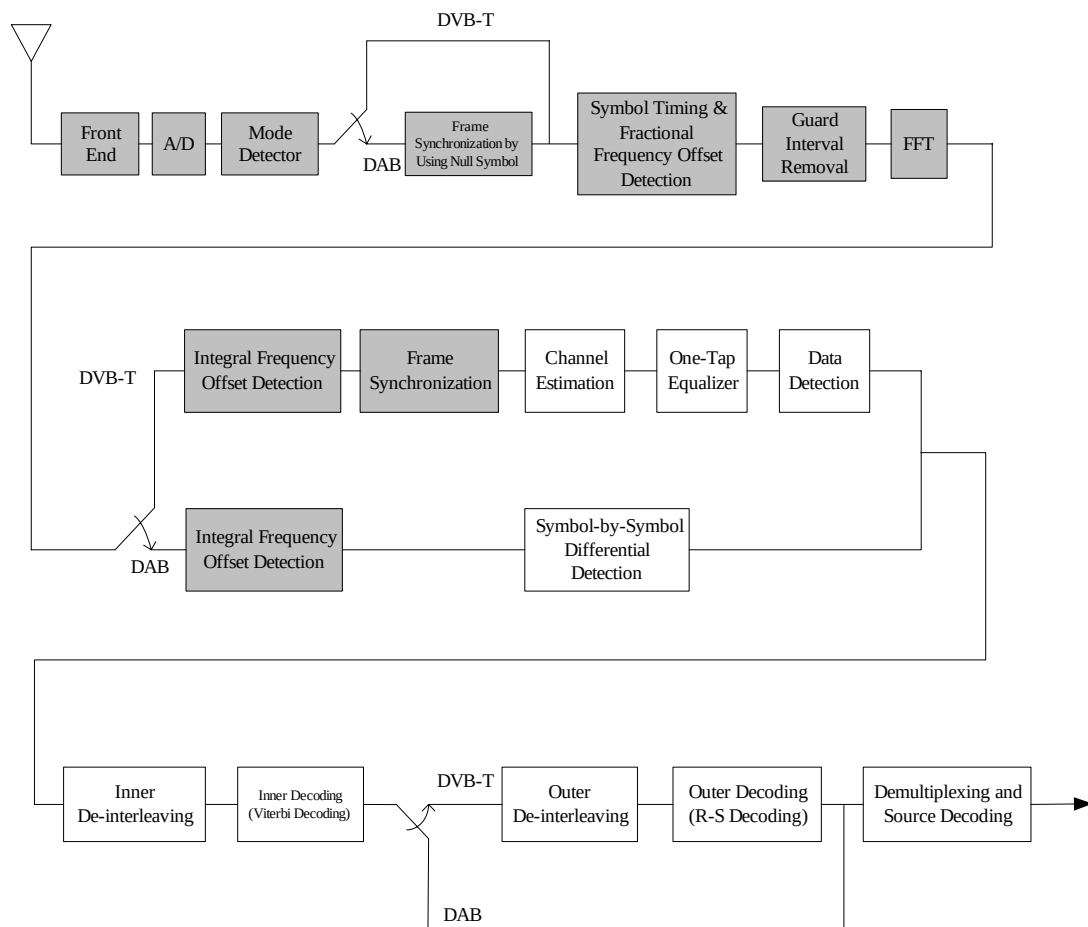


圖 6-1 DAB 與 DVB-T 系統整合之接收機架構圖

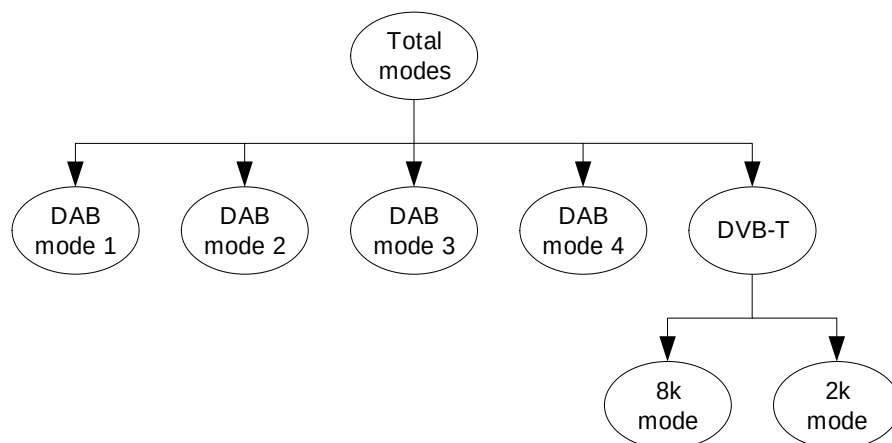


圖 6-2 DAB 與 DVB-T 系統所有模式示意圖

由這兩種系統架構運作(圖 6-1)可知，其皆需要先經過類比轉數位之處理，因此這兩種系統使用一組類比轉數位電路即可。之後 DAB 須先做碼框同步之工作，因此若是 DAB 系統，則切換到碼框同步處理之電路；而 DVB-T 系統則是

要在整數頻率偏移偵測後才可以作碼框同步處理。因此如果是 DVB-T 系統，在此級會直接通過(By Pass)。在 DAB 系統之路線，碼框同步是偵測 DAB 訊號中每個碼框的第一個符元，即空符元(Null Symbol)的位置來達成。由於空符元之長度與其它符元之長度不同，因此 DAB 系統必須在一開始就進行空符元位置之偵測。之後由於這兩種系統皆需要做符元同步及小數頻率偏移偵測(Symbol Timing and Fractional Frequency Offset Detection)之工作，因此這部分可予以整合，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。符元同步的資訊將可以幫助資料訊號在下一級移除護衛間隔(guard interval)取出真正的符元資料，接著進入快速傅立葉轉換級進行快速傅立葉轉換運算。在此級，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 6-3 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 [13]。經過快速傅立葉轉換之訊號將會送入下一級。

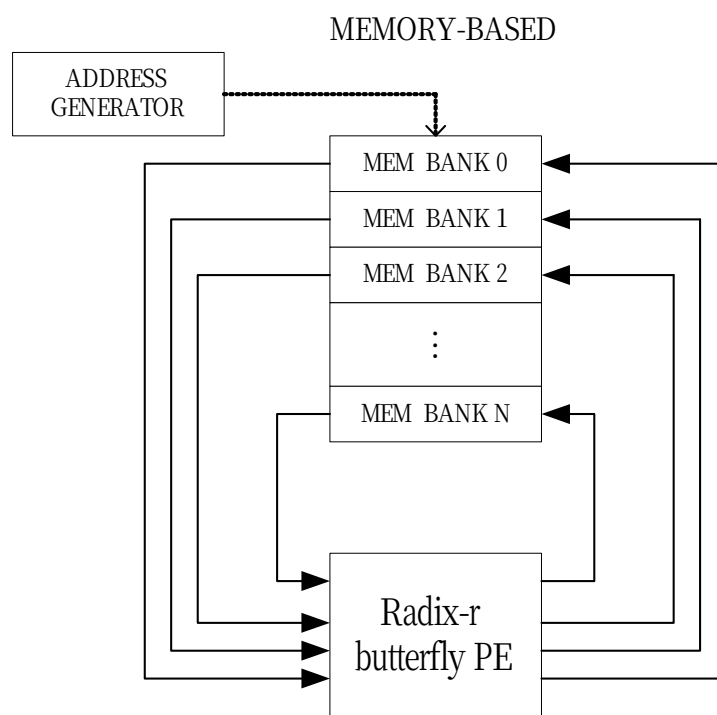


圖 6-3 單一處理器架構示意圖

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。DAB 系統是利用匹配相位參考符元(Phase Reference Symbol)來達成整數頻率偏移之計算；而 DVB-T 系統則是利用匹配連續領航次載波(Continual Pilot Carriers)的分佈位置來計算出整數頻率偏移之量值。因此雖然其目的相同，但因為所使用之方法不同，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，切換將由軟體控制，其細部分析之方法如前面幾章節所介紹。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)次載波來調整碼框同步。由於每個符元中的 TPS 次載波會攜帶一個 TPS 位元且在同一符元內之所有 TPS 次載波所攜帶的 TPS 位元皆相同，所以每個碼框中的 TPS 區塊將包含 67 個 TPS 位元。TPS 區塊中的前 16 個位元為同步位元，由匹配這 16 個同步位元即可以判斷出碼框的起始位置而達到碼框同步之目的。

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之工作。其整數頻率偏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。將接收到之相位參考符元訊號與數個可能整數頻率偏移之已知相位參考符元訊號作匹配，可由運算分析出數個匹配值，比較這些匹配值，其最大值所代表之整數頻率偏移量值即為所估測之整數頻率偏移量值。因此，藉由此方式可估測出整數頻率偏移量值。經過小數及整數頻率偏移偵測之後，即可利用計算出的頻率偏移量值更正原資料訊號之頻率，由此可去除頻率偏移的問題。因此，了解符元之特性顯得相當重要。

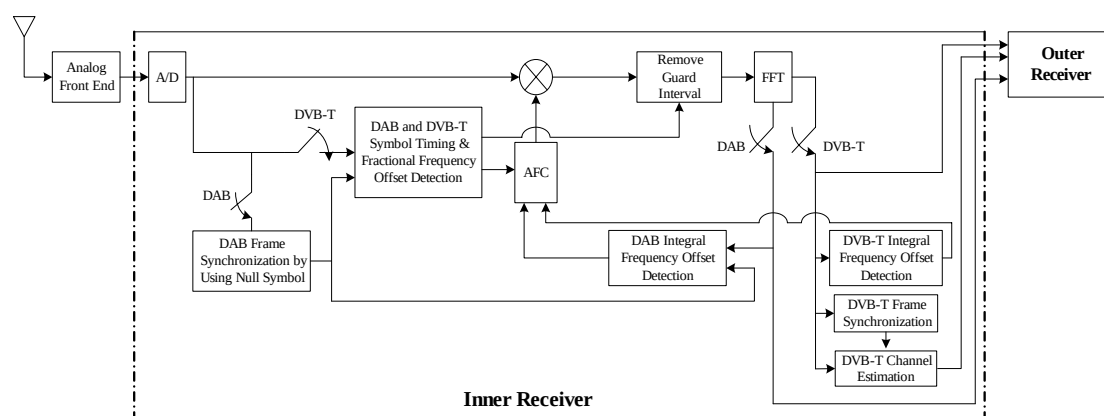


圖 6-4 DAB 與 DVB-T 系統訊號同步部分整合之架構圖

圖 6-4 為更詳細之二系統訊號同步部分整合之架構圖，由此圖可以更清楚了解訊號的傳輸過程。首先，訊號經由前端接收後，皆必須先做類比數位轉換。轉換好之資料第一步要先判別訊號所使用之模式，了解模式之後，才可知道其正確之資料格式，也才能夠有正確的方法處理訊號。DAB 系統分為四種模式而 DVB-T 系統分為兩種模式，這些模式如前幾章節所介紹。在判斷出所使用系統之模式，即可進行之後的同步工作。DAB 系統先要利用空符元之資料作碼框同步，因此若是 DAB 系統則會切換到碼框同步電路，進行初步之碼框同步。由此過程可找出 DAB 碼框訊號的第二個符元，即是相位參考符元的起始位置。此符元將可提供 DAB 系統做差分解調之相位參考依據以及用來估計整數頻率偏移的量值。DVB-T 系統之碼框結構不包含空符元，因此若是使用 DVB-T 系統將直接進入符元同步及小數頻率偏移偵測區塊進行運算。此部份為 DAB 及 DVB-T 系統共通

部份，其皆利用護衛間隔來做符元同步及小數頻率偏移之偵測與計算。因此 DAB 系統做完空符元偵測後，一樣會進到此級作運算。

完成符元同步及小數頻率偏移偵測與計算後，小數頻率偏移量值會提供自動頻率控制器(Automatic Frequency Controller, AFC)作頻率之調整。由於完整之頻率調整包括整數及小數頻率偏移調整，因此一開始只針對小數部份作調整，整數部份則需經過快速傅立葉轉換後取出符元之內容，才可以估計出此整數量值。AFC 搜集到頻率偏移值後，將根據這些資訊調整資料訊號的頻率，調整後的資料訊號將進入護衛間隔移除器中，利用符元同步的資訊取出真正的符元資料。由於不同系統及不同模式其護衛間隔的長度不同，因此此部份需由軟體控制，以決定取出符元資料的起始位置與符元資料之長度。

在取出符元資料後將可進行快速傅立葉轉換，將時域訊號轉到頻域訊號。由於不同系統模式所採用之快速傅立葉轉換長度不同，因此這部份仍需要由軟體控制，依照模式決定快速傅立葉轉換的長度。本架構採用以記憶體為基底之快速傅立葉轉換架構，其可以根據模式的不同改變快速傅立葉轉換的長度，因此可以適用於所有 DAB 與 DVB-T 系統之快速傅立葉轉換的計算。此架構需要控制之主要部份在於讀取寫入資料所在之位置，也就是由位址產生器負責決定資料讀寫的位置。此部份可由硬體完成，也可使用軟體以查表方式(Look-Up Table)決定資料位置。因為可用軟體方式，因此使用上相當具有彈性，相當適合系統整合的應用。在硬體時脈速度足夠之情況下，使用此架構將足夠完成計算，並且有節省功率之優點。

經過快速傅立葉轉換運算後，DAB 與 DVB-T 系統皆需要做整數頻率偏移偵測之工作，因此運算好之頻域訊號接著即開始進行整數頻率偏移計算。因為 DAB 與 DVB-T 系統在整數頻率偏移偵測之方法不同，所以不能合併，要獨立設計電路。在此會根據系統的不同切換到不同電路，因此分為 DAB 與 DVB-T 兩條路線。DAB 系統是利用匹配相位參考符元來做整數頻率偏移之偵測，計算出之整數頻率偏移量值將會送到 AFC 做資料訊號頻率的調整。在 AFC 中，電路會綜合整數與小數頻率偏移量值，依照偏移量值來調整接收訊號之頻率。因此調整過之接收訊號將可消除頻率偏移之效應，而有更準確之接收訊號。DVB-T 系統之整數頻率偏移偵測目的與 DAB 系統相似，皆提供 AFC 以修正頻率之偏移。DVB-T 系統之整數頻率偏移偵測是利用匹配連續領航次載波位置來計算出整數頻率偏移量值，因為與 DAB 碼框結構不同，因此獨立設計。計算出之整數頻率偏移量一樣送到 AFC 作頻率的調整用。

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。DVB-T 系統在完成整數頻率偏移偵測後，接著會進行碼框同步之工作，此系統是利用傳輸參數訊號次載波所攜帶之 TPS 位元區塊之資訊來做碼框同步。利用匹配 TPS 位元區塊中的 16 個同步位元即可判斷出碼框(Frame)的起始位置，達到碼框同步之目地。

6.4 DAB 與 DVB-T 系統其它部份整合之介紹

在 DVB-T 系統中，完成碼框同步及整數頻率偏移偵測後，載波之位置已很明確，因此可找出散射領航次載波(Scattered Pilot Carriers)所在的位置以進行通道之估測。散射領航次載波之訊號與排列方式在之前章節已提到過，因為此訊號為接收端已知，因此接收端會將散射領航次載波上之接收值與理論值做比對，得到散射領航次載波上通道響應的估計值。這些估計值可以視為通道響應的取樣訊號，只要這些取樣訊號密度夠密，則可以利用內插法估計出全部的通道頻率響應量值，達到通道估測之目地。因為散射領航次載波的位置為固定次載波位置，因此必須碼框同步及整數頻率偏移偵測後，才能得知明確的次載波位置，這也就是為何這三個功能方塊處理有時間先後之主要原因。DAB 與 DVB-T 系統明顯不同處在於 DVB-T 系統需要做通道估測而 DAB 系統不需要。這是因為 DAB 系統的調變方式採用差分調變(Differential Modulation)技術，因此這個系統不需要另外設計一個通道估測之電路，如圖 6-1 所示。

DVB-T 系統在完成通道估測後，其通道估測參數會送到等化器。等化器會根據通道估測參數而適時調整等化器，以處理接收到之訊號。因此在等化器處理過之後，通道之因素可部份排除，至於通道衰減部份將可透過交錯(Interleaving)技術及通道編碼(Channel Coding)的方式予以克服。這個系統是使用正交分頻多工(OFDM)調變技術作為傳輸標準，通道在時域上的變化與傳輸訊號相比起來較為平穩，也就是在同一個正交分頻多工符元內，通道可視為不變。因此在此級之等化器可使用一階等化器之設計，這也大大簡化等化器之複雜度。DVB-T 訊號經過通道等化之處理後，接下來即可做資料偵測(Data Detection)，目前之設計是採用硬式偵測法(Hard Detection)以簡化設計，其中所謂硬式偵測法是直接將資料位元判定為 0 或 1，如圖 6-1 所示。

DAB 系統在訊號同步之後，即可做訊號解調。因為 DAB 訊號的調變方式是採用符元對符元的差分調變技術，因此解調方式也是以符元對符元的差分偵測(Symbol-by-Symbol Differential Detection)技術解調。因為採用差分偵測技術解調，在通道變化不大的情況下，較不受通道干擾，所以不用做通道估測及通道等化等步驟。這個部分是 DAB 系統與 DVB-T 系統處理方式不同的地方，接著由於這兩種系統皆必須做內層反交錯(Inner De-interleaving)及內層迴旋碼/維特比解碼(Inner Convolutional/Viterbi Decoding)處理，因此電路又可共用。不過其解碼之方式及長度略有不同，因此在這功能方塊之運算必須由軟體控制其操作之參數，以達到不同系統不同模式皆可使用，如圖 6-1 所示。

由於 DVB-T 系統在傳送端有做二層交錯技術及二層通道編碼技術的處理，其中兩層通道編碼技術分別是迴旋編碼(Convolutional Coding)及里得-所羅門編碼(R-S Coding)，因此在接收端要做還原的動作。所以在 DVB-T 系統的接收端尚且需要做外層反交錯(Outer De-interleaving)及外層里得-所羅門解碼(Outer

R-S Decoding)。DAB 系統則因為傳送端只做一層交錯技術及一層通道編碼技術的處理，因此在接收端不需要再做外層反交錯及外層里得-所羅門解碼之處理。當軟體控制此時為 DAB 系統，則訊號將直接通過(By Pass)，如圖 6-1 所示。做完通道解碼的工作後，DAB 及 DVB-T 系統都會作反多工(De-multiplexing)及來源解碼(Source Decoding)之處理，因此這一部份兩種系統可以共用電路，其電路之操作會因為系統模式之不同而由軟體提供不同系統所需之參數控制。

6.5 結論

本章介紹 DAB 與 DVB-T 系統整合之架構，並且對於第一年計畫部份做較為詳細之介紹。由以上所述，這兩個系統在共用硬體的部份可做適當設計及參數控制，即可達到共用硬體之目的，而在不共用之地方可由軟體來控制硬體運作。在不同系統使用不同硬體，加上設定一些參數值即可操作，由此方式可達到軟體定義無線電(SDR)之應用。在之後的章節將會對 DAB 系統之訊號同步方法做電腦模擬，以選擇適合之數學演算法。

第七章

數位音響廣播系統之訊號同步子 系統模擬結果

在這一章中，我們首先對通訊的傳輸通道作一個簡單的描述，同時提出我們模擬時所使用的通道模型。接著，針對數位音響廣播系統碼框時序(Frame Timing)、符元時序(Symbol Timing)、小數載波頻率偏移(Fractional Frequency Offset)、整數載波頻率偏移(Integral Frequency Offset)的模擬結果作一個分析討論。

7.1 傳輸通道之描述

在無線通訊的環境中，多重路徑(Multipath)是造成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。加上接收機和傳送端的相對移動，造成通道隨著時間而改變，這種情形稱為通道的衰變(Fading)。衰變通道一般可分為頻率選擇性衰變(Frequency Selective Fading)通道，與平緩衰變(Flat Fading)通道。它們主要以通道的同調頻寬(Coherent Bandwidth)為分野。當訊號的傳輸頻寬大於其通道的同調頻寬，則我們稱之為頻率選擇性衰變通道；反之，我們稱之為平緩衰變通道。

通道的同調頻寬和通道延遲方均根值(Root Mean Square Value of Delay Spread)有著倒數關係，所以我們可以藉由量測通道延遲方均根值來了解傳輸通道的特性。

底下我們將以簡單的數學表示式來描述通訊環境中的多重路徑衰變通道。

7.1.1 多重路徑衰變通道

對一個寬頻傳輸訊號的多重路徑衰變通道，可用以下式子來表示[14]：

$$\begin{aligned} h(t, \tau) &= \sum_{l=0}^{N-1} A_l(t) \cdot e^{j\phi_l(t)} \cdot \delta(\tau - \tau_l) \\ &= \sum_{l=0}^{N-1} r_l(t) \cdot \delta(\tau - \tau_l) \end{aligned} \quad (7-1)$$

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

接收機在一小區域內所收到的每個路徑，可視為來自各方向在延遲時間上無法區分的窄頻複數訊號之和。每個路徑以複數訊號表示如下：

$$\begin{aligned} r_l(t) &= A_l(t) \cdot e^{j\phi_l(t)} \\ &= \sum_{n=0}^{M-1} A_{l,n}(t) \cdot e^{j\phi_{l,n}(t)} \end{aligned} \quad (7-2)$$

M 表示在路徑 l 中，所有來自各方向在延遲時間上無法區分之窄頻複數訊號的個數。當 M 很大時，根據中央極限定理 (Central Limit Theory)， $r_l(t)$ 將近似於一個複數高斯隨機程序 (Complex Gaussian Random Process)，因此複數訊號之振幅會形成瑞雷 (Rayleigh Distribution) 分佈，而其相位會形成均勻分佈 (Uniform Distribution)。又 Jake's Model[1] 可以產生一個振幅近似瑞雷分佈而其相位近似均勻分佈的序列，很適合用來描述一個窄頻訊號，所以可用來表示式中的 $r_l(t)$ 。

在 Jake's model 中，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 M 個方向之複數訊號和：

$$\begin{aligned} T(t) &= A_l(t) \cdot e^{j\phi_l(t)} \\ &= \frac{E_0}{\sqrt{M}} \sum_{n=0}^{M-1} e^{j(w_m t \cos \alpha_n + \theta_n)}, \quad w_m = 2\pi f_m \end{aligned} \quad (7-3)$$

E_0 是 $T(t)$ 的平均功率， f_m 是最大都卜勒 (Doppler) 頻率偏移量， α_n 是其入射角

度， θ_n 為此方向入射訊號之隨機相位，假設 α_n 和 θ_n 在 $[0, 2\pi]$ 內均勻分佈。

7.1.2 通道模型

由 7.1.1 節，我們可利用 Jake's model 來模擬所要的多重路徑衰變通道。假設共有 N 個路徑，第 l 條路徑的延遲時間為 τ_l ，增益為 $A_l(t)$ ，而其相位為 $\phi_l(t)$ 。每一條路徑的增益及相位都可由 Jake's Model 產生，如式 (7-3) 所示，且不同路徑的增益及相位彼此互不相關。圖 7-1 為多路徑衰變通道的模型圖。

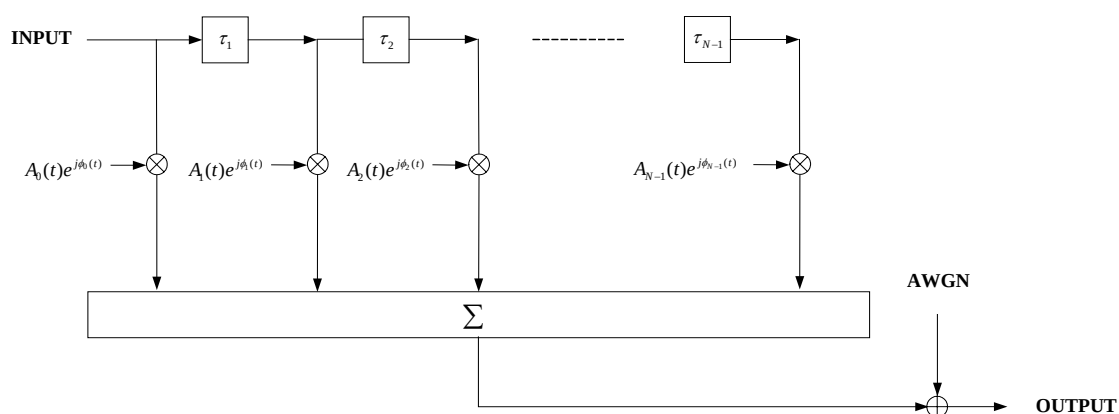


圖 7-1 多路徑衰變通道模型圖

7.2 電腦模擬

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：

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 或 30 km/hr
最大都卜勒頻率(maximum Doppler frequency)	277.78 Hz 或 83.33 Hz
路徑個數(path number)	2
最大延遲時間(maximum delay spread)	25 μ s

表 7-1 模擬之數位音響廣播系統的相關模擬參數表

在這模擬中，我們先做碼框時序的估計，用以粗估符元的起始以及縮減空符元長度，使其和一般符元相同；然後估計符元的時序，以及小數載波頻率偏移量；最後我們估計整數載波頻率偏移量。我們將在以下幾個次小節中說明和討論這些訊號同步方法的效能，並且決定一些參數以符合系統效能的要求。

7.2.1 碼框時序模擬結果

在 5.1.1 節我們提出了兩個方法來偵測碼框時序，分別是最小功率偵測法 (Minimal Power Detection) 和雙滑動視窗法 (Double Sliding Window)。在這一小節中，我們將針對這兩種方法的模擬結果做個比較。

假設初始的時序偏移量 (Initial Timing Offset) 為 24000 個取樣點 (Samples)，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，即平均訊號雜訊比 (Average SNR) 為 7dB，此為在 AWGN 通道底下訊號能夠傳送的最差情況。

在此小節中我們定義一個碼框時序偵錯機率 (Probability of Frame Timing Misdetection) 來表達碼框時序偵測的效能。所謂的碼框時序偵錯，指的是利用所偵測到的碼框時序，對空符元做縮減的動作時，會去除掉不是在空符元內的資料；換句話說，當我們對符元做縮減的動作時，會去除掉其它一般符元的一部分資料。

以下就是碼框時序的各種模擬結果，每次模擬結果所花的時間是 10000 個碼框時間。

1. 圖 7-3 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。
2. 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 7-4 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。就碼框時序遺失偵測而言，兩者在我們所觀察的時間範圍內皆是等於零。在這個模擬系統中設置時序偏移量為 24000 個取樣點，雙重路徑衰減通道中第二路徑延遲時間為 50 個取樣點，數位音訊廣播第三模式的空符元取樣點數為 345 點，其護衛間隔為 63 個取樣點，所以視窗大小取為 282(即 345-63)個取樣點(空符元的取樣點數和護衛間隔的取樣點數差)。所以從圖 7-2 中可以清楚看到，在功率最低處，以最小功率偵測法找碼框時序，則在第 24332 至 24345 個取樣點間都是正確的，所以最小功率偵測法理論的平均值便會落在這兩個取樣點之間，也就是 24338 點，這和我們模擬的結果吻合。另外，雙滑動視窗法模擬出來的平均值為 24342，和理論值 24345 接近。

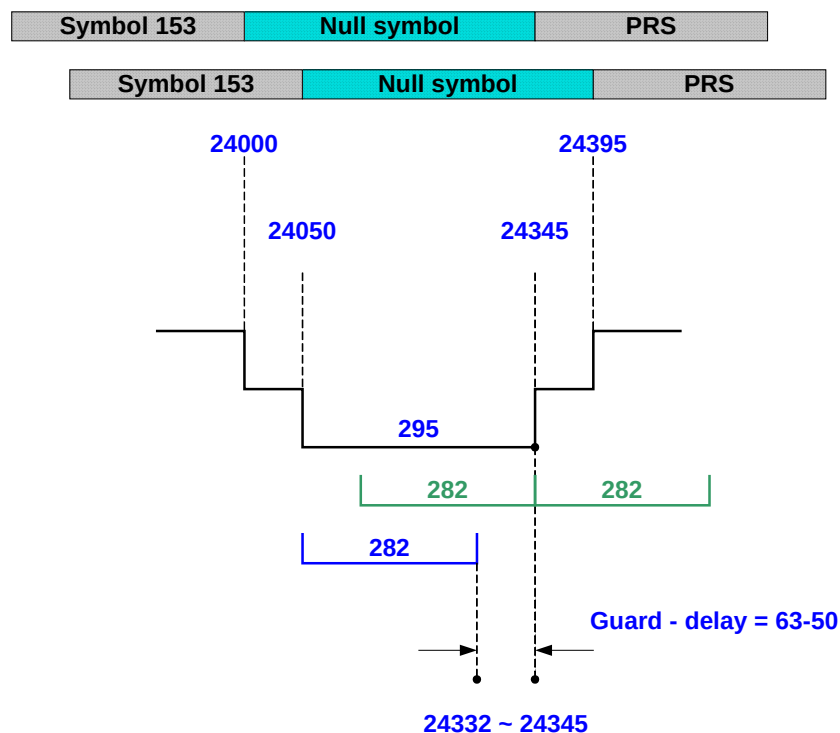


圖 7-2 碼框時序示意圖

- 圖 7-5 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。

4. 圖 7-6 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)。

7.2.2 符元時序模擬結果

在 5.1.2 節我們提出了兩個方法來偵測符元時序，在這一小節中，我們將針對這兩種方法的模擬結果做個比較。

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 7-7 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 7-8 和圖 7-9，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 7-10，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 7-11 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 7-12 和圖 7-13 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。

7.2.3 小數載波頻率偏移模擬結果

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 7-14 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 7-15 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。

7.2.4 整數載波頻率偏移模擬結果

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 7-16 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 7-17 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。

綜合上述，我們不難發現我們所提出估測整數載波頻率偏移的效能表現相當地好，這是因為相位參考符元(Phase Reference Symbol)在時域有很好的自相關(Autocorrelation)特性(如圖 7-18 所示)。

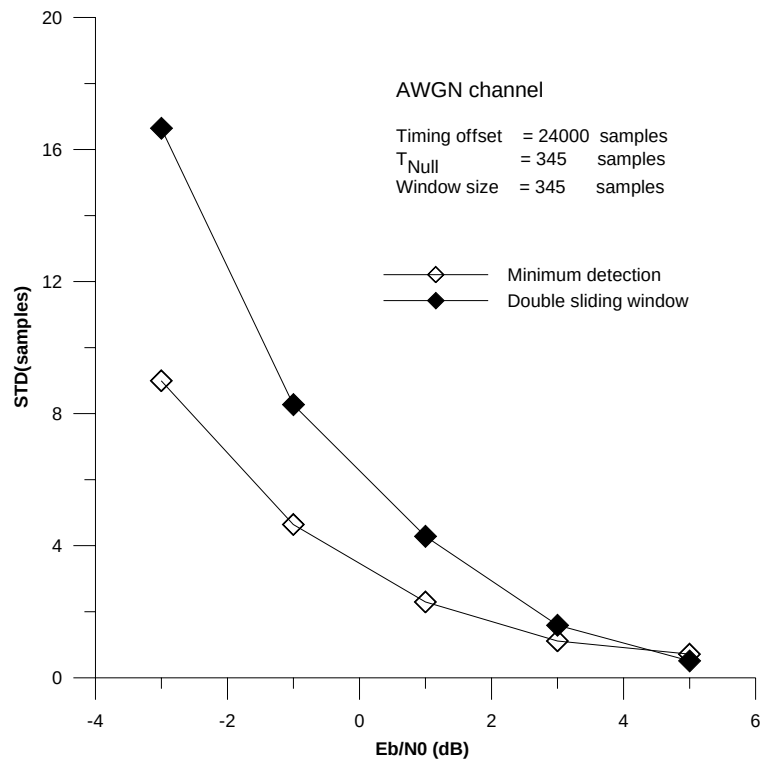


圖 7-3 最小功率偵測法與雙視窗滑動法在 AWGN 通道上的效能

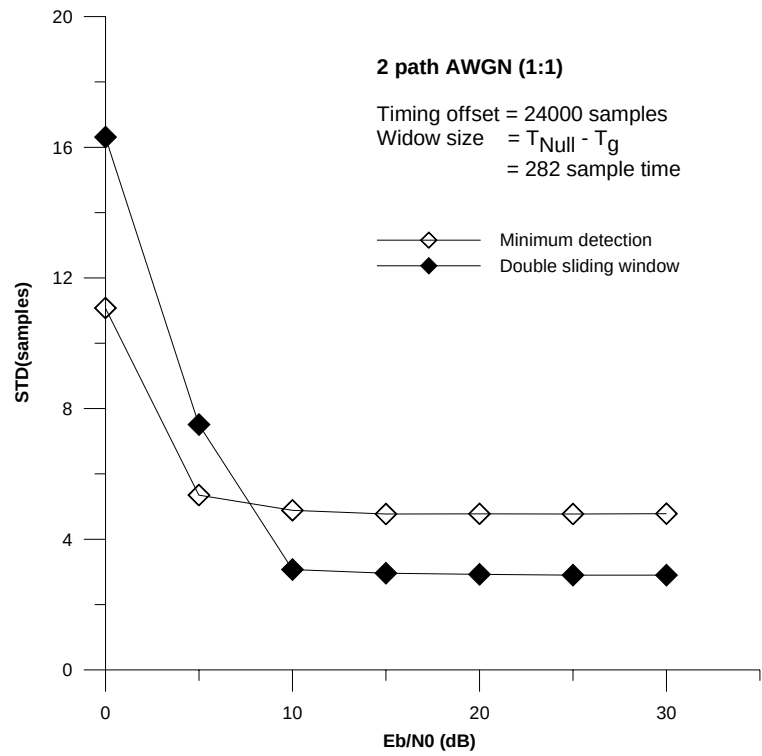
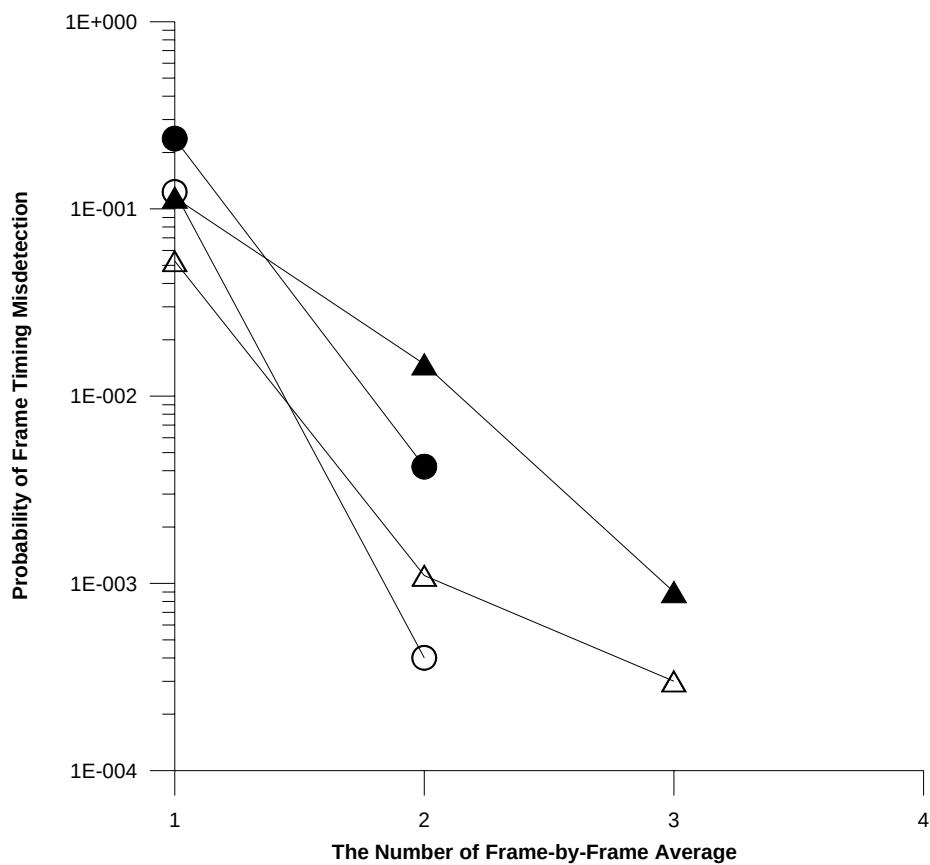


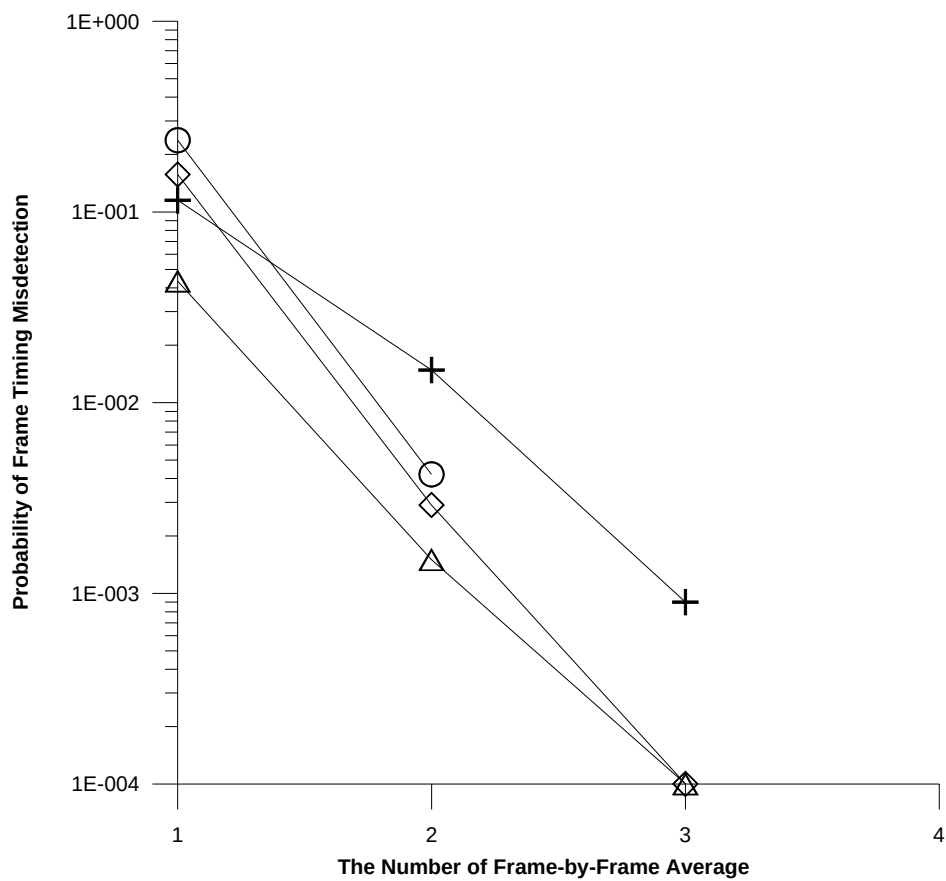
圖 7-4 最小功率偵測法與雙視窗滑動法在雙重路徑 AWGN 通道上的效能



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 7-5 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 7-6 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)

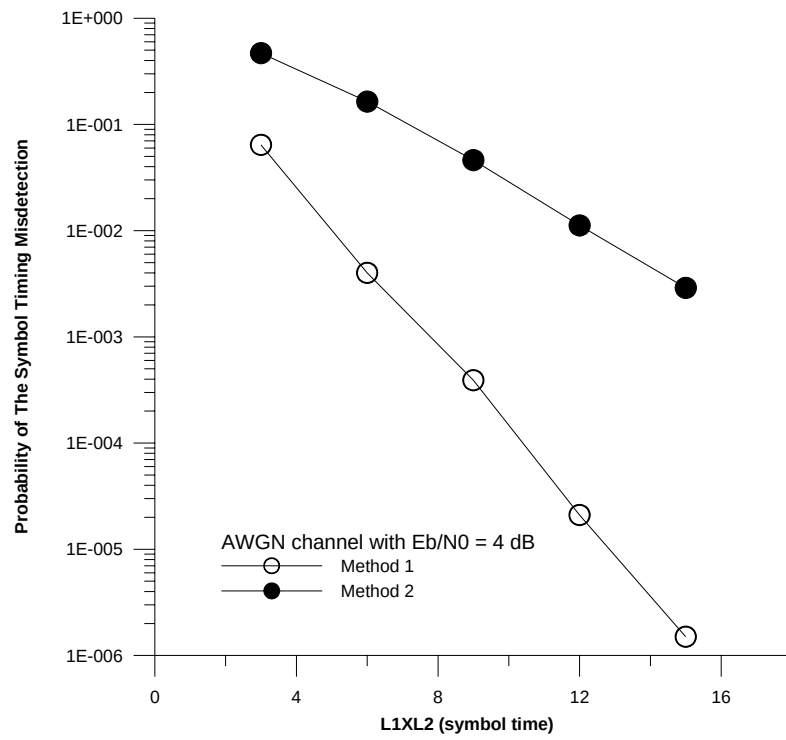


圖 7-7 符元時序估計之方法一與方法二在 AWGN 通道中的效能

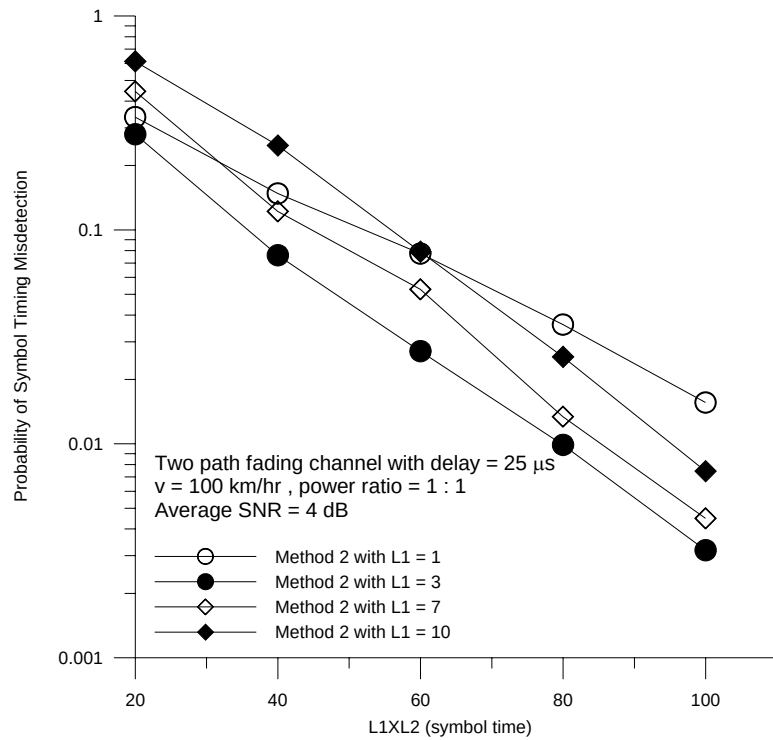


圖 7-8 符元時序估計方法二以不同的 L_1 個數在雙重路徑衰變通道中效能
(路徑功率比 1:1)

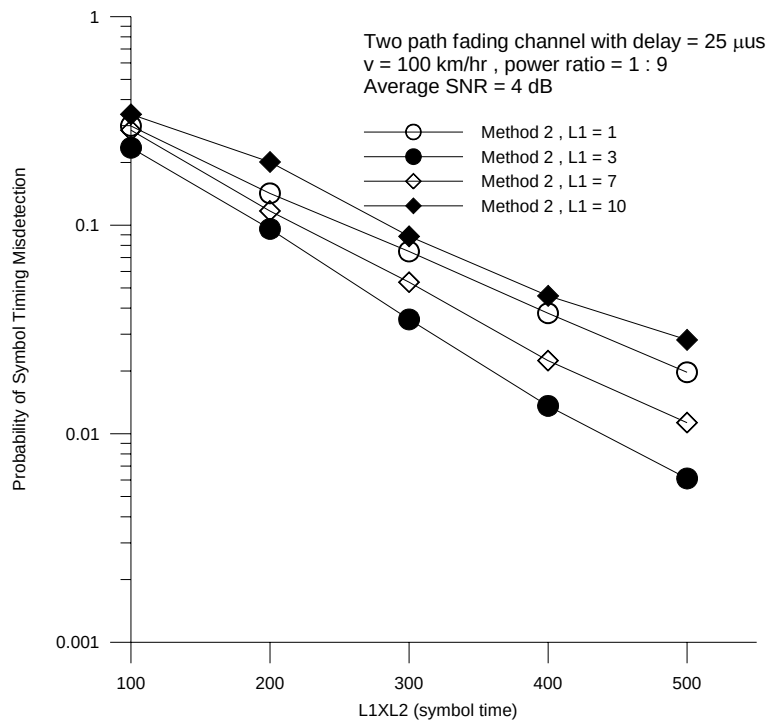


圖 7-9 符元時序估計方法二以不同的 $L1$ 個數在雙重路徑衰變通道中的效能
 (路徑功率比 1:9)

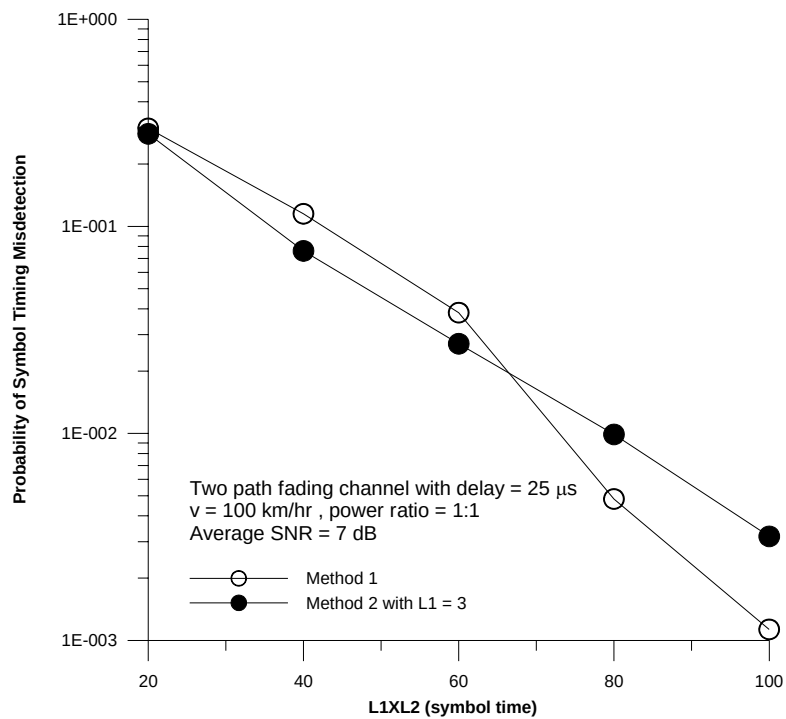


圖 7-10 符元時序估計之方法一與方法二在雙重路徑衰變通道中的效能比較
 (路徑功率比 1:1)

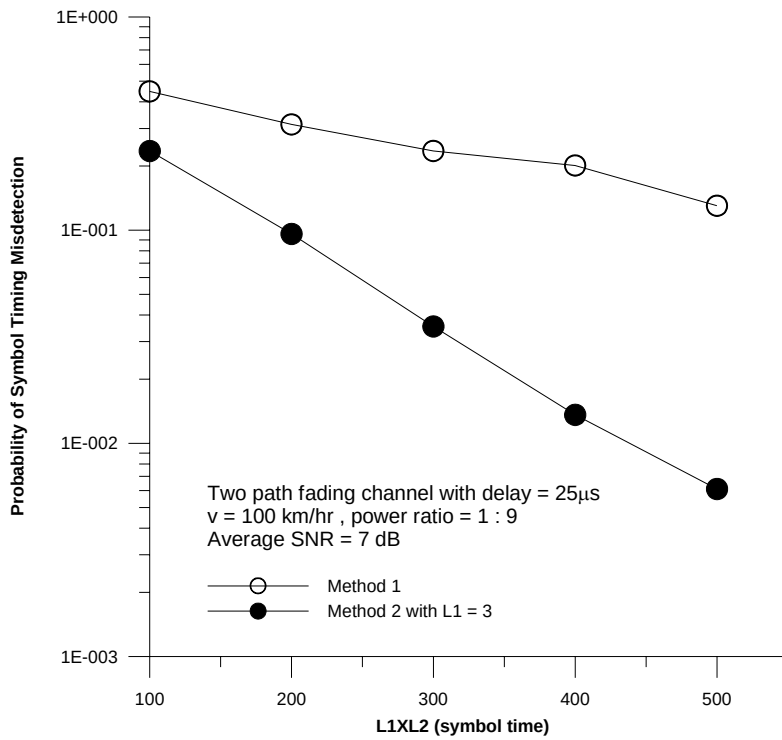


圖 7-11 符元時序估計之方法一與方法二在雙重路徑衰變通道中的效能比較
 (路徑功率比 1:9)

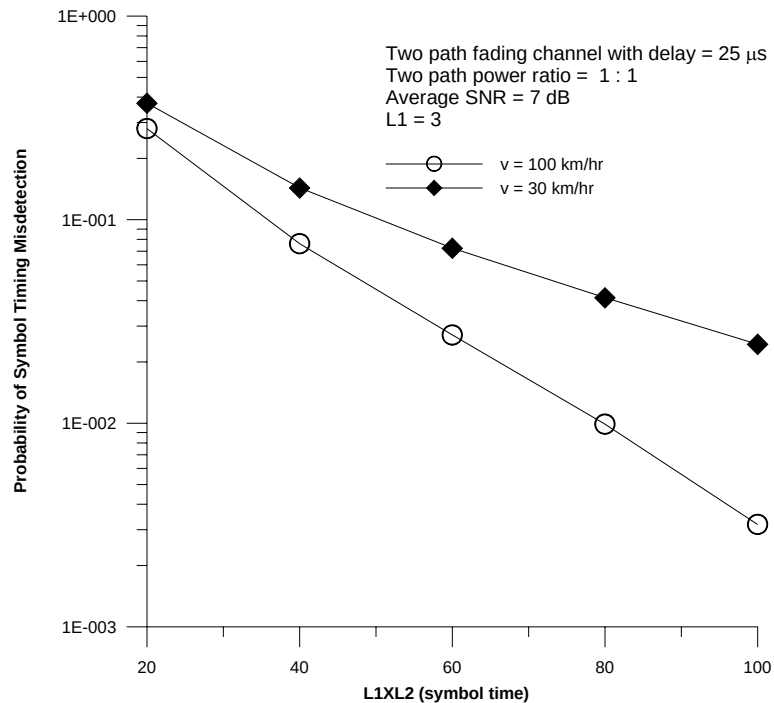


圖 7-12 符元時序估計之方法二在不同車速的雙重路徑衰變通道中之效能
 (路徑功率比 1:1)

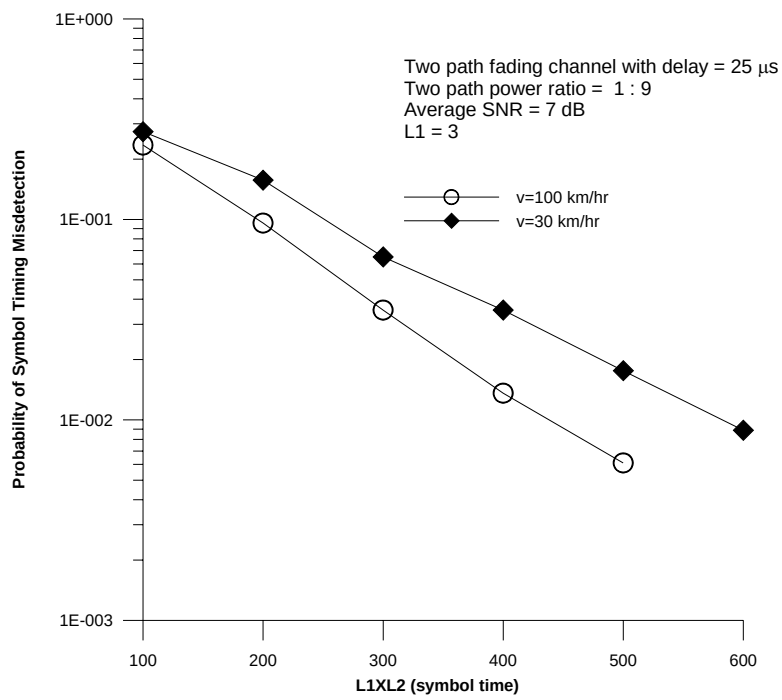


圖 7-13 符元時序估計之方法二在不同車速的雙重路徑衰變通道中之效能
 (路徑功率比 1:9)

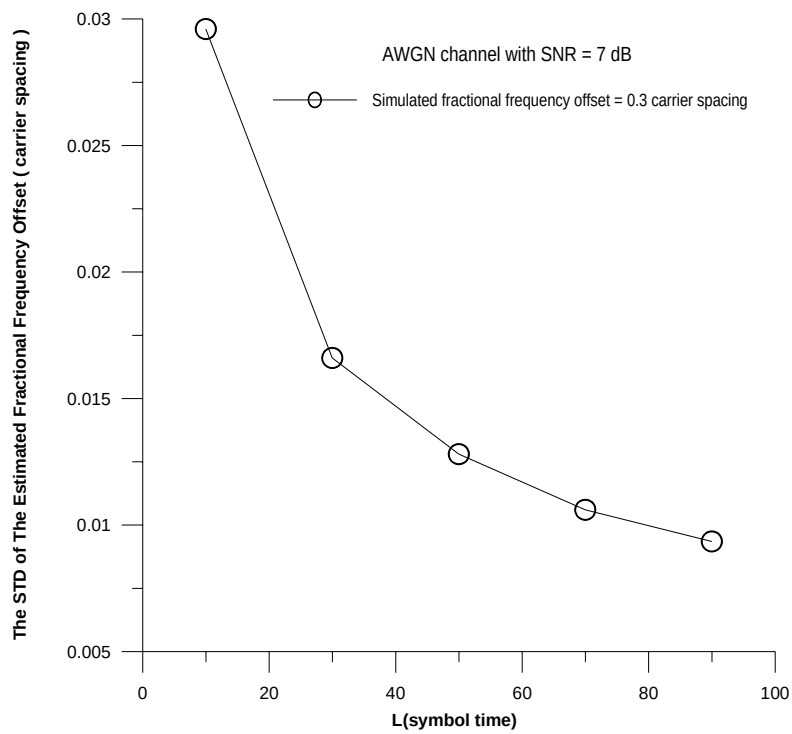


圖 7-14 小數載波頻率偏移估計在 AWGN 通道中的效能

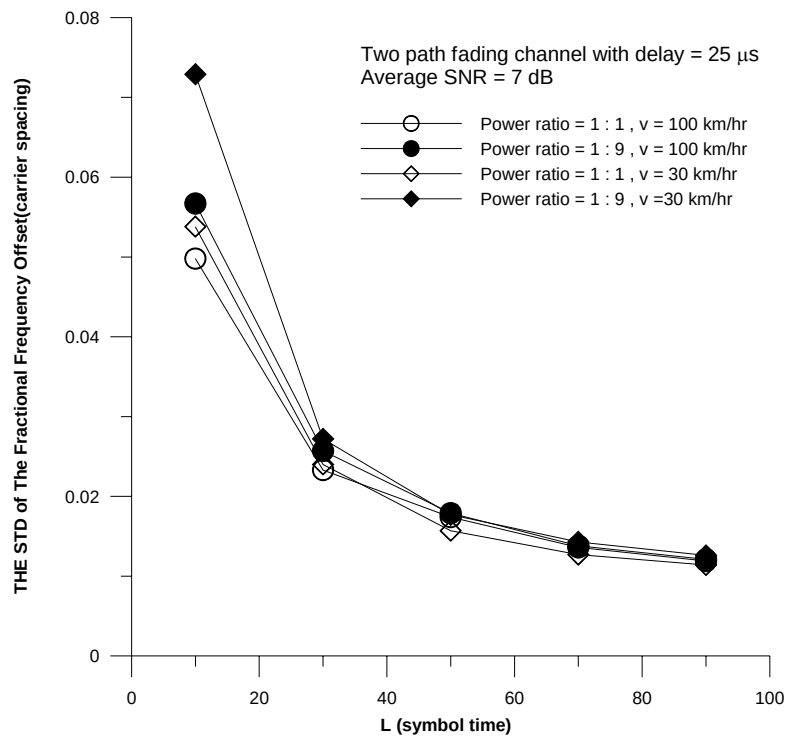


圖 7-15 小數載波頻率偏移估計在雙重路徑衰變通道中的效能

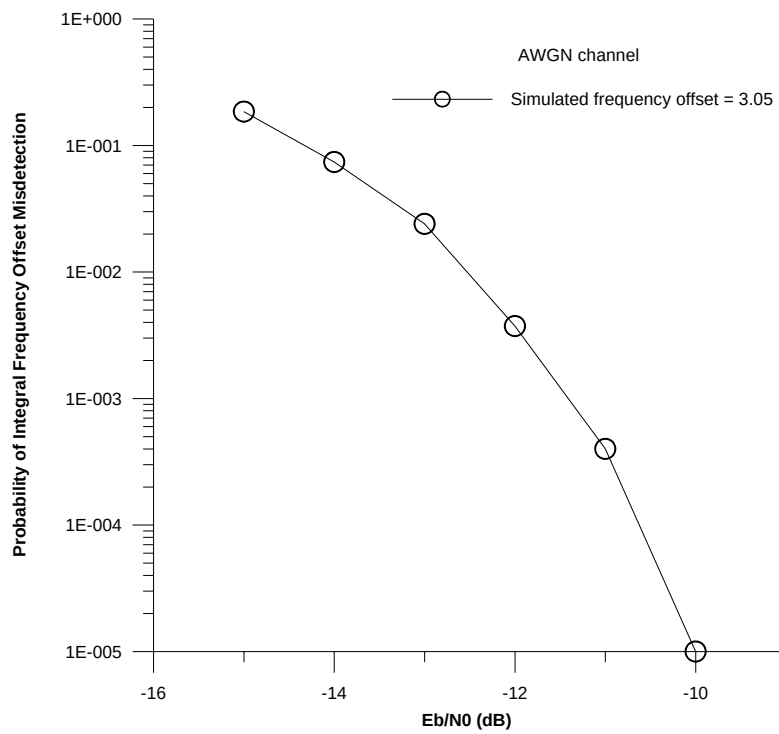


圖 7-16 整數載波頻率偏移估計在 AWGN 通道中的效能

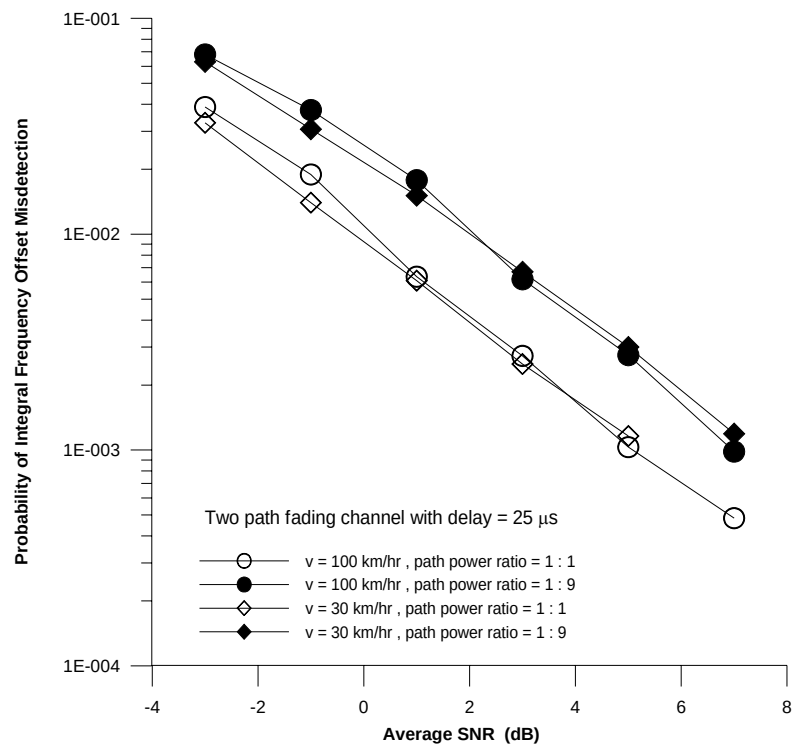


圖 7-17 整數載波頻率偏移估計在雙重路徑衰變通道中的效能

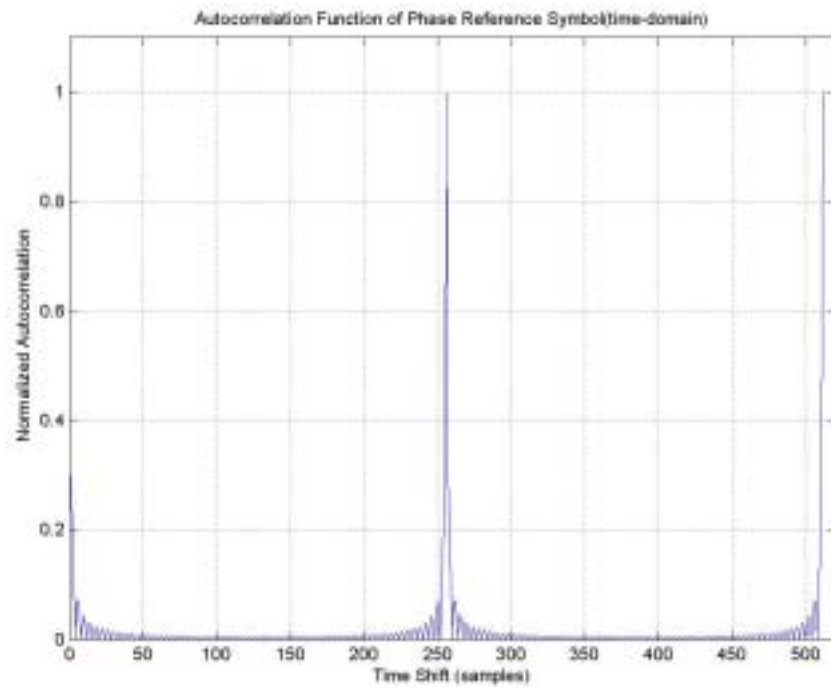


圖 7-18 相位參考符元在時域的自相關函數

7.3 數位音響廣播系統的同步時序

由 7.2 節的模擬結果可知，我們若要碼框時序估計值的錯誤率小於或等於千分之一，則需要三個碼框的時間(Frame Time)；要得到一個錯誤率小於百分之二的符元時序估計值，則需要 450 個符元時間(Symbol Time)，約等於三個碼框時間(一個碼框時間包含 154 個符元時間)；要得到標準差小於 0.025 的小數載波頻率偏移估計值，則需要約 44 個符元時間；當符元時序和小數載波頻率偏移都估測出來，而且也對接收到的資料作符元時序的校正及小數載波頻率偏移的補償後，我們需要一個碼框時間來估測出整數載波頻率偏移。綜合上述，我們可以知道要完成數位音響廣播的訊號同步，其時序如圖 7-19 所示。圖中 frame[1]表示所估出來的第一個碼框時序的時間點，sym[1]為所估出的第一個符元時序的時間點， $\delta[1]$ 為所估出的第一個小數載波頻率偏移的時間點， $\Delta[1]$ 為所估出的第一個整數載波頻率偏移的時間點。

當時間經過三個碼框時間後，我們可以得到第一個碼框時序估計值，之後每三個碼框時間，我們可再得到一個新的碼框時序估計值用以更新碼框時序。有了第一個碼框時序估計值後，再經過三個碼框時間，即可得到第一個符元時序估計值；而當我們得到符元時序估計值的同時，又可利用這符元時序估計值的資訊得到第一個小數載波頻率偏移的估計值。估得第一個符元時序估計值後，之後每隔三個碼框時間，我們便可得到一個新的符元時序估計值用以更新符元時序。而小數載波頻率偏移則是在第一個估計值之後，每四十四個符元時間即可得到一個新的估計值用以更新小數載波頻率偏移。

小數載波頻率偏移估出之後，我們便馬上利用這估出的值對所接收到的資料做頻率補償。當一個碼框資料都經過小數頻率補償後，我們便同時利用碼框時序、符元時序來找出這個碼框中的相位參考符元來估得整數載波頻率偏移。在圖 7-19 中，第一個整數載波頻率偏移估計值，即是利用第七個碼框時間內經過小數載波頻率偏移補償後的碼框資料來求得，之後每經過一個碼框時間，便可得到一個新的整數載波頻率偏移的估計值。

綜合上述，可知我們設計的數位音訊廣播訊號同步子系統在經過七個碼框時間後，便可完成所有的訊號同步。在數位音訊廣播第三模態的系統中，一個碼框時間為 24 ms，因此對於此系統，在經過約 0.2 s 後即可完成所有的訊號同步。

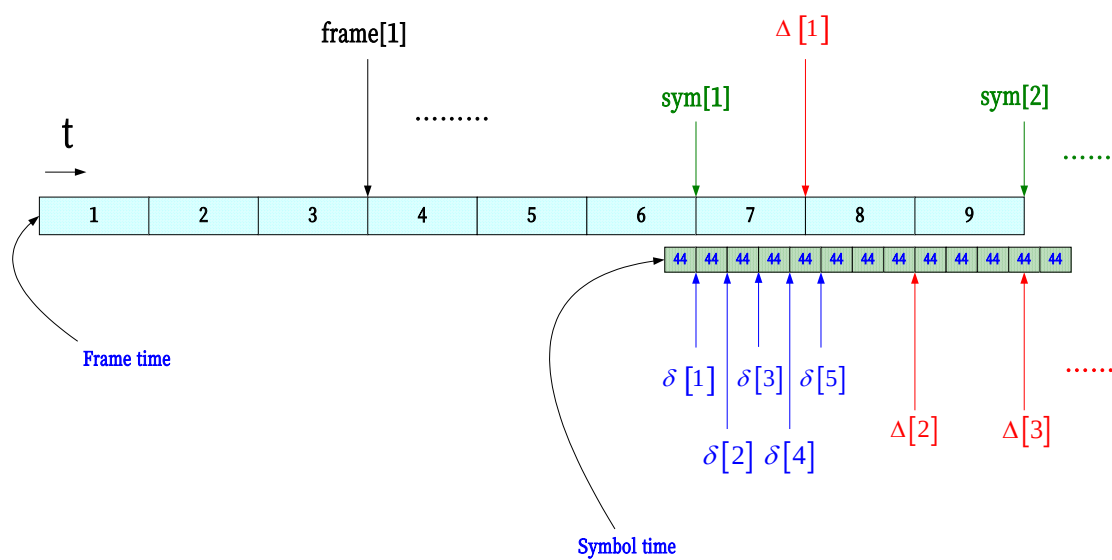


圖 7-19 數位音響廣播系統的同步時序示意圖

第八章

通道的估計

8.1 簡介

對一個同調調變系統而言，在接收機同步動作完成後，由於快速傅立葉轉換輸出的訊號帶有經由通道所造成的隨機相位偏移(Random Phase Shift)和振幅變動 (Amplitude Variation)，必須經由等化器消除通道效應，再進行資料的解碼及檢測，因此等化接收訊號前必須先估計通道以提供等化器傳輸通道的資訊。圖 8-1 是一個簡化的 OFDM 接收機架構，如下所示。

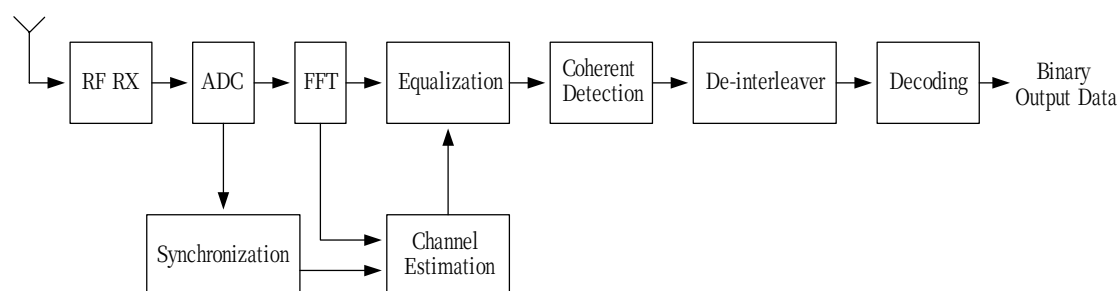


圖 8-1 簡化之 OFDM 同調解調接收端架構

因此只要在傳輸的訊號當中加入一些已知的參考訊號，在接收端就可藉由隱藏在參考訊號中的通道資訊，估計還原出整個通道響應。參考訊號可以載在一些已知的次載波上(稱之為領航次載波)，如 DVB-T 系統中的散射領航次載波訊號(Scattered Pilots);或者如 IEEE 802.11a 無線區域網路在每個碼框開頭以長訓練符元(Long Training Symbol)[15]來估計通道頻率響應。本章將著重於利用已知次載波位置放置參考訊號之通道估計方法研究，如 DVB-T 系統。這一類估計通道頻率響應的方法是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，在這章節中我們稱這一類方法為利用領航符元(Pilot Symbol)的通道估計方法。另外一類方法則是每個符元在頻率軸上全部的次載波皆用來傳送資料，然後在時間軸上加上一個虛擬隨機訊號(Pseudo Noise Sequence, PN Sequence)，利用這個虛擬隨機訊號擁有的良好自相關(Auto-correlation)和它相關(Cross-correlation)特性來作通道頻率響應的估計，在這章節中我們稱這一類方法為利用領航訊號(Pilot Signal)的通道

估計方法。我們將在這一個章節中介紹五種利用領航符元來估計通道的方法並且說明這些方法的優點和缺點；同時，我們也將提出利用領航訊號來估計通道的方法，並且說明此類方法和利用領航符元來估計通道的方法之間的差異以及各自的特點。

8.2 參考訊號之放置

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：

$$\begin{cases} P[k] & k = k_q = q \cdot S_f, q = 0, 1, 2, \dots, \frac{N}{S_f} - 1 \\ D[k] & k \neq k_q, 0 \leq k \leq N-1 \end{cases} \quad (8-1)$$

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：

$$\begin{cases} P[k] \cdot H[k] & k = k_q = q \cdot S_f, q = 0, 1, 2, \dots, \frac{N}{S_f} - 1 \\ D[k] \cdot H[k] & k \neq k_q, 0 \leq k \leq N-1 \end{cases} \quad (8-2)$$

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 $H[k_q]$ 。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：

$$\tilde{H}[k] = \begin{cases} H[k] & k = k_q = q \cdot S_f, q = 0, 1, 2, \dots, \frac{N}{S_f} - 1 \\ 0 & k \neq k_q, 0 \leq k \leq N-1 \end{cases} \quad (8-3)$$

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：

$$\frac{1}{S_f \cdot \Delta f} > \tau_{MAX} \cdot T \Rightarrow \frac{N}{S_f} > \tau_{MAX} \quad (8-4)$$

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：

$$\frac{1}{S_t \cdot T_{SYM}} > 2f_{d,MAX} \quad (8-5)$$

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 8-2 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：

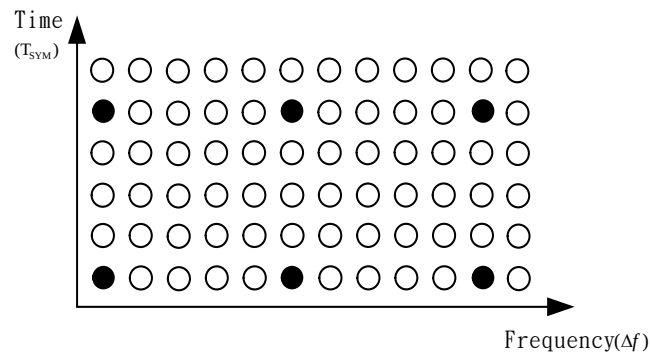


圖 8-2 參考訊號在時間軸及頻率軸上放置情形的示意圖

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)[16][23]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(8-4)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(8-4)。這個方法我們將在下一節說明。

8.3 利用領航符元的通道估計方法

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。

8.3.1 一維線性內插法

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：

$$H[k] = H[i \cdot S_f] + \{H[(i+1) \cdot S_f] - H[i \cdot S_f]\} \cdot \frac{k - i \cdot S_f}{S_f} \quad \text{for } i \cdot S_f \leq k \leq (i+1) \cdot S_f \quad (8-6)$$

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。

8.3.2 基於離散傅立葉轉換之一維內插法（方法一）

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 $\tilde{H}$ ：

$$\tilde{H} = \{ H[0], 0, \dots, 0, H[S_f], 0, \dots, 0, H[2S_f], 0, \dots, 0, H[(\frac{N}{S_f}-1)S_f], 0, \dots, 0 \} \quad (8-7)$$

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(8-7)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 $\frac{1}{S_f}$ [17][18][19]，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：

$$h(n) \xrightarrow{\text{DFT}} H[k], \quad \tilde{h}(n) \xrightarrow{\text{DFT}} \tilde{H}[k] \quad (8-8)$$

而 $H[k]$ 和 $\tilde{H}[k]$ 的關係和等式(8-3)相似，如下所示：

$$\tilde{H}[k] = \begin{cases} H[k] & \text{for } k = a + q \cdot S_f, \quad q = 0, 1, 2, \dots, \frac{N}{S_f} - 1 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (8-9)$$

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：

$$\begin{aligned} \tilde{h}(n) &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \tilde{H}[k] \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}kn} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{q=0}^{\frac{N}{S_f}-1} H[a + q \cdot S_f] \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}(a+q \cdot S_f)n} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{q=0}^{\frac{N}{S_f}-1} \sum_{x=0}^{N-1} h(x) \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}(a+q \cdot S_f)x} \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}(a+q \cdot S_f)n} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{x=0}^{N-1} h(x) \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}a(x-n)} \sum_{q=0}^{\frac{N}{S_f}-1} e^{-j\frac{2\pi}{N}q \cdot S_f(x-n)} \end{aligned} \quad (8-10a)$$

此等式由兩層加法組成，後面的那層加法可以化簡如下：

$$\therefore \frac{1}{N} \sum_{q=0}^{\frac{N}{S_f}-1} e^{-j \frac{2\pi}{N} q \cdot x} = \begin{cases} 1 & \text{for } x = z \cdot \frac{N}{S_f} \quad (z \text{ is an integer}) \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (8-10b)$$

$$= \sum_{z=0}^{S_f-1} \delta\left(\left(x - z \cdot \frac{N}{S_f}\right)_N\right)$$

$$\therefore \sum_{q=0}^{\frac{N}{S_f}-1} e^{-j \frac{2\pi}{N} q \cdot S_f (x-n)} = \sum_{q=0}^{\frac{N}{S_f}-1} e^{-j \frac{2\pi}{N} q \cdot (x-n)} = \frac{N}{S_f} \sum_{z=0}^{S_f-1} \delta\left(\left(x - n - z \cdot \frac{N}{S_f}\right)_N\right) \quad (8-10c)$$

將等式(8-10c)代入等式(8-10a)中，等式(8-10a)可以繼續化簡為：

$$\begin{aligned} \tilde{h}(n) &= \frac{1}{N} \sum_{x=0}^{N-1} h(x) \cdot e^{-j \frac{2\pi}{N} a(x-n)} \sum_{q=0}^{\frac{N}{S_f}-1} e^{-j \frac{2\pi}{N} q \cdot S_f (x-n)} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{x=0}^{N-1} h(x) \cdot e^{-j \frac{2\pi}{N} a(x-n)} \frac{N}{S_f} \sum_{z=0}^{S_f-1} \delta\left(\left(x - n - z \cdot \frac{N}{S_f}\right)_N\right) \\ &= \frac{1}{S_f} \sum_{z=0}^{S_f-1} h\left(\left(n + z \cdot \frac{N}{S_f}\right)_N\right) \cdot e^{-j \frac{2\pi}{S_f} a z} \end{aligned} \quad (8-10d)$$

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(8-4)，即是要確保通道的最大延遲時間在有效符元長度的 $\frac{1}{S_f}$ 以內。

圖 8-3 是上述方法的示意圖。圖 8-3(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 8-3(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 8-3(c)所示。由圖 8-3(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。

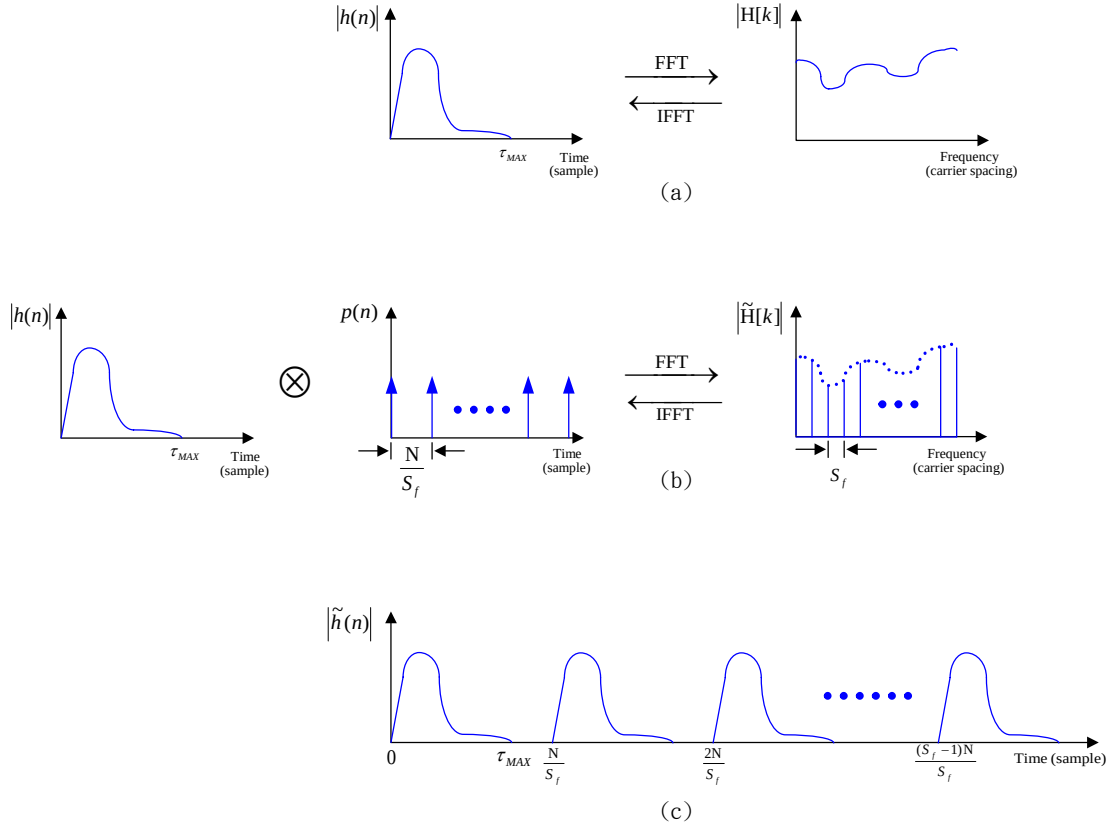


圖 8-3 (a)完整通道響應 (b)通道響應的取樣過程 (c)通道脈衝響應之取樣訊號

8.3.3 基於離散傅立葉轉換之一維內插法（方法二）

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 [20][21][22]。如同在 8.3.2 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(8-8)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：

$$\tilde{H}[k] = H[a + q \cdot S_f] \quad \text{for } q = 0, 1, 2, \dots, \frac{N}{S_f} - 1 \quad (8-11)$$

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：

$$\begin{aligned} \tilde{h}'(n) &= \frac{1}{\frac{N}{S_f}} \sum_{k=0}^{\frac{N}{S_f}-1} \tilde{H}[k] \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}kn} = \frac{1}{\frac{N}{S_f}} \sum_{q=0}^{\frac{N}{S_f}-1} H[a + q \cdot S_f] \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}(a+q \cdot S_f)n} \\ &= \frac{1}{\frac{N}{S_f}} \sum_{q=0}^{\frac{N}{S_f}-1} \sum_{x=0}^{N-1} h(x) \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}(a+q \cdot S_f)x} \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}(a+q \cdot S_f)n} \\ &= \sum_{x=0}^{N-1} h(x) \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}a(x-n)} \frac{1}{\frac{N}{S_f}} \sum_{q=0}^{\frac{N}{S_f}-1} e^{-j\frac{2\pi}{N}q \cdot S_f(x-n)} \end{aligned} \quad (8-12a)$$

將等式(8-10c)代入等式(8-12a)中，等式(8-12a)可以繼續簡化為：

$$\begin{aligned} \tilde{h}'(n) &= \sum_{x=0}^{N-1} h(x) \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}a(x-n)} \frac{1}{\frac{N}{S_f}} \sum_{q=0}^{\frac{N}{S_f}-1} e^{-j\frac{2\pi}{N}q \cdot S_f(x-n)} \\ &= \sum_{x=0}^{N-1} h(x) \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}a(x-n)} \sum_{z=0}^{S_f-1} \delta((x-n-z \cdot \frac{N}{S_f})_N) \\ &= \sum_{z=0}^{S_f-1} h((n+z \cdot \frac{N}{S_f})_N) e^{-j\frac{2\pi}{S_f}az} \\ &= h(n) \quad \text{for } n = 0, 1, 2, \dots, \frac{N}{S_f} - 1 \text{ and } \tau_{MAX} < \frac{N}{S_f} \end{aligned} \quad (8-12b)$$

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(8-12b)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。

8.3.4 基於離散傅立葉轉換之二維內插法

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 8.2 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[16][17][23]。

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 符元看成一整個區塊來處理。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：

$$H[m, n] \xrightarrow{2D-IDFT} h(k, l) \quad (8-13a)$$

其中 $H[m, n]$ 和 $h(k, l)$ 的數學關係式為：

$$H[m, n] = \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{l=0}^{N-1} h(k, l) \cdot e^{-j\frac{2\pi}{M}mk} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}nl} \quad (8-13b)$$

$$h(k, l) = \frac{1}{M \cdot N} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} H[m, n] \cdot e^{j\frac{2\pi}{M}mk} \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}nl} \quad (8-13c)$$

等式(8-13b)及(8-13c)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：

$$\tilde{H}[m, n] = \begin{cases} H[m, n] & \text{for } m = pS_t, n = qS_f, p = 0, 1, \dots, \frac{M}{S_t} - 1, q = 0, 1, \dots, \frac{N}{S_f} - 1 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (8-14)$$

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

$$\begin{aligned}
\tilde{h}(k,l) &= \frac{1}{M \cdot N} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} \tilde{H}[m,n] \cdot e^{j\frac{2\pi}{M}mk} \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}nl} \\
&= \frac{1}{M \cdot N} \sum_{p=0}^{\frac{M}{S_t}-1} \sum_{q=0}^{\frac{N}{S_f}-1} H[pS_t, qS_f] \cdot e^{j\frac{2\pi}{S_t}pk} \cdot e^{j\frac{2\pi}{S_f}ql} \\
&= \frac{1}{M \cdot N} \sum_{p=0}^{\frac{M}{S_t}-1} \sum_{q=0}^{\frac{N}{S_f}-1} \left\{ \sum_{x=0}^{M-1} \sum_{y=0}^{N-1} h(x,y) \cdot e^{-j\frac{2\pi}{S_t}px} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{S_f}qy} \right\} \cdot e^{j\frac{2\pi}{S_t}pk} \cdot e^{j\frac{2\pi}{S_f}ql} \quad (8-15a) \\
&= \frac{1}{M \cdot N} \sum_{x=0}^{M-1} \sum_{y=0}^{N-1} h(x,y) \sum_{p=0}^{\frac{M}{S_t}-1} \sum_{q=0}^{\frac{N}{S_f}-1} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{S_t}p(x-k)} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{S_f}q(y-l)}
\end{aligned}$$

等式(8-15a)和等式(8-10a)相似，可以繼續化簡。等式(8-15a)的後面兩個加法可以轉換如下：

$$\frac{1}{M \cdot N} \sum_{p=0}^{\frac{M}{S_t}-1} \sum_{q=0}^{\frac{N}{S_f}-1} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{S_t}p(x-k)} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{S_f}q(y-l)} = \sum_{r=0}^{S_t-1} \sum_{s=0}^{S_f-1} \delta\left((x-k-r \cdot \frac{M}{S_t})_M, (y-l-s \cdot \frac{N}{S_f})_N\right) \quad (8-15b)$$

將等式(8-15b)代入等式(8-15a)，則等式(8-15a)可以化簡為：

$$\begin{aligned}
\tilde{h}(k,l) &= \frac{1}{M \cdot N} \sum_{x=0}^{M-1} \sum_{y=0}^{N-1} h(x,y) \sum_{p=0}^{\frac{M}{S_t}-1} \sum_{q=0}^{\frac{N}{S_f}-1} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{S_t}p(x-k)} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{S_f}q(y-l)} \\
&= \frac{1}{M \cdot N} \sum_{x=0}^{M-1} \sum_{y=0}^{N-1} h(x,y) \frac{M \cdot N}{S_t \cdot S_f} \sum_{r=0}^{S_t-1} \sum_{s=0}^{S_f-1} \delta\left((x-k-r \cdot \frac{M}{S_t})_M, (y-l-s \cdot \frac{N}{S_f})_N\right) \quad (8-15c) \\
&= \frac{1}{S_t \cdot S_f} \sum_{r=0}^{S_t-1} \sum_{s=0}^{S_f-1} h\left((k+r \cdot \frac{M}{S_t})_M, (l+s \cdot \frac{N}{S_f})_N\right)
\end{aligned}$$

由等式(8-15c)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(8-4)和等式(8-5)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 $H[m,n]$ 。

8.3.5 串連一維線性與一維離散傅立葉轉換之內插法

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的一維內插法來還原通道的頻率響應。圖 8-4 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。

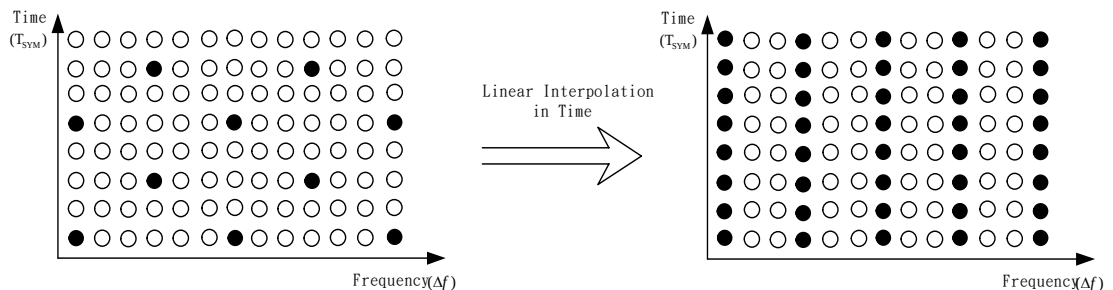


圖 8-4 時間軸上先作內插法的通道響應取樣訊號示意圖

8.4 利用領航訊號的通道估計方法

前一節所用來估計通道頻率響應的領航次載波訊號被載在許多已知的次載波位置上，可以把它視為對通道頻率響應的取樣，領航次載波訊號放置的疏密則必須考慮通道的延遲時間及其時間軸上變化的速度。本節將以另一方法來放置參考訊號，在此稱之為領航訊號。它不同於領航次載波訊號之處在於這個參考訊號是加在時間軸的每個完整 OFDM 符元上(護衛間隔同樣存在)，不需要浪費一些次載波去送參考訊號，因此頻寬的使用更有效率。

我們將提出一個利用虛擬隨機序列作為領航訊號的方法。由於它的自相關和它相關特性，使得領航訊號和資料可以同時傳輸，再利用匹配此領航訊號的方法在接收端即可得到通道響應的估計值。在這一節中，首先我們將說明利用匹配理想領航訊號的通道響應估計方法；接著描述我們實際上所用的領航訊號以及它的自相關和它相關特性；由於實際的領航訊號自相關和它相關特性不完美，使得干擾和雜訊比例相對增大，所以我們將提出一個改善的方法；最後我們將比較這個方法和上一節所介紹的方法兩者的優劣以及差異所在。

8.4.1 理想領航訊號的相關特性與通道估計

如果在接收端能夠很容易地把資料訊號和領航訊號區分開來，就能把領航訊號與資料訊號相加後一起傳送出去。因此如果能夠找到一組具有完美相關特性的序列作為領航訊號，上述的要求就能被滿足。假設這組序列存在，稱之為 $p[n]$ ，它的長度為 N 個取樣，且其自相關特性如下所示：

$$R_{pp}[m] = p[m] \odot p^*[(-m)_N] = \sum_{n=0}^{N-1} p^*[n] \cdot p[(n+m)_N] = \delta[m] \quad (8-16a)$$

等式(8-16a)是領航訊號 $p[n]$ 的自相關特性($\odot$ 表示將兩訊號作環旋積)，至於領航訊號 $p[n]$ 和資料訊號 $d[n]$ 或白高斯雜訊 $w[n]$ 之間的它相關特性如下式所述：

$$\begin{aligned} R_{pd}[m] &= d[m] \odot p^*[(-m)_N] = \sum_{n=0}^{N-1} p^*[n] \cdot d[(n+m)_N] = 0 \\ R_{pw}[m] &= w[m] \odot p^*[(-m)_N] = \sum_{n=0}^{N-1} p^*[n] \cdot w[(n+m)_N] = 0 \end{aligned} \quad (8-16b)$$

由等式(8-16a)可知這個領航訊號的自相關函數 $R_{pp}[m]$ 只有在完全匹配到時(即 m 等於零時)其值為一，否則為零。由等式(8-16b)可知這個領航訊號與資料訊號或白高斯雜訊的它相關函數 $R_{pd}[m]$ 以及 $R_{pw}[m]$ 皆為零。

把時間軸上的每個有效 OFDM 符元視為資料訊號 $d[n]$ ，而擁有等式(8-16a)及等式(8-16b)所述理想相關特性的訊號視為領航訊號 $p[n]$ ，兩者的長度皆為一個有效符元的長度(N 個取樣)。傳輸訊號 $t_x[n]$ 即是由此資料訊號和領航訊號相加所組成，如下所示：

$$t_x[n] = d[n] + p[n] \quad (8-17)$$

傳輸訊號 $t_x[n]$ 經過 L 條多重路徑的通道，其通道脈衝響應 $h[n]$ 為：

$$h[n] = \sum_{i=0}^{L-1} c_i \delta[n - \tau_i] \quad (8-18)$$

其中 c_i 和 τ_i 分別代表路徑 i 的複數增益值(包括強度及相位值)及延遲時間(假設為取樣時間的整數倍)。假設沒有訊號同步的問題(即是碼框和符元時間完全正確且沒有載波頻率偏移)，傳輸訊號經過上述多重路徑通道後所得到的接收訊號 $r[n]$ 可以表示為：

$$\begin{aligned} r[n] &= \sum_{i=0}^{L-1} c_i \cdot t_x[(n - \tau_i)_N] + w[n] \\ &= \sum_{i=0}^{L-1} c_i \cdot d[(n - \tau_i)_N] + \sum_{i=0}^{L-1} c_i \cdot p[(n - \tau_i)_N] + w[n] \end{aligned} \quad (8-19)$$

其中 $w[n]$ 為白高斯雜訊。接著在接收端用已知的理想領航訊號 $p[n]$ 去匹配接收訊號 $r[n]$ 即是觀察兩個訊號的相關函數 $R_{pr}[m]$ ，表示如下：

$$\begin{aligned} R_{pr}[m] &= r[m] \odot p^*[(-m)_N] = \sum_{n=0}^{N-1} p^*[n] \cdot r[(n+m)_N] \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} p^*[n] \cdot \left\{ \sum_{i=0}^{L-1} c_i d[(n+m-\tau_i)_N] + \sum_{i=0}^{L-1} c_i p[(n+m-\tau_i)_N] + w[(n+m)_N] \right\} \\ &= \sum_{i=0}^{L-1} c_i \cdot \left\{ \sum_{n=0}^{N-1} p^*[n] \cdot d[(n+m-\tau_i)_N] + \sum_{n=0}^{N-1} p^*[n] \cdot p[(n+m-\tau_i)_N] \right\} \\ &\quad + \sum_{n=0}^{N-1} p^*[n] \cdot w[(n+m)_N] \end{aligned} \quad (8-20a)$$

將等式(8-16a)和等式(8-16b)代入等式(8-20a)，則等式(8-20a)可以繼續化簡為：

$$\begin{aligned} R_{pr}[m] &= \sum_{i=0}^{L-1} c_i \cdot \left\{ \sum_{n=0}^{N-1} p^*[n] \cdot d[(n+m-\tau_i)_N] + \sum_{n=0}^{N-1} p^*[n] \cdot p[(n+m-\tau_i)_N] \right\} \\ &\quad + \sum_{n=0}^{N-1} p^*[n] \cdot w[(n+m)_N] \\ &= \sum_{i=0}^{L-1} c_i \cdot \{ R_{pd}[m - \tau_i] + R_{pp}[m - \tau_i] \} + R_{pw}[m] \\ &= \sum_{i=0}^{L-1} c_i \cdot \delta[m - \tau_i] = h[m] \end{aligned} \quad (8-20b)$$

根據等式(8-16a)和等式(8-16b)的特性，因為理想領航訊號 $p[n]$ 和資料訊號 $d[n]$ 以及白高斯雜訊 $w[n]$ 的它相關函數 $R_{pd}[m]$ 和 $R_{pw}[m]$ 皆為零，而且此領航訊號的自相關函數 $R_{pp}[m]$ 為 $\delta[m]$ ，所以等式(8-20b)的結果 $R_{pr}[m]$ 即是通道的脈衝響應。

上述計算相關函數的動作在頻域上等效於接收訊號乘上領航符元的共扼複數，以下將說明這一點。首先等式(8-20a)和等式(8-20b)可以整理成：

$$R_{pr}[m] = r[m] \odot p^*[(-m)_N] = h[m] \quad (8-21a)$$

然後利用離散傅立葉轉換將等式(8-21a)中接收訊號 $r[m]$ 及領航訊號 $p^*[(-m)_N]$ 轉成頻域訊號 $R[k]$ 及 $P^*[k]$ 表示如下：

$$\begin{aligned} r[m] &\xrightarrow{\text{DFT}} R[k] \\ p^*[(-m)_N] &\xrightarrow{\text{DFT}} P^*[k] \end{aligned} \quad (8-21b)$$

兩個訊號在時域上作環旋積相當於在頻域上作相乘的動作，由等式(8-21a)及等式(8-21b)可以整理出頻域上的表示式，如下所示：

$$\text{DFT}\{R_{pr}[m]\} = R[k] \cdot P^*[k] = H[k] \quad (8-21c)$$

由等式(8-21c)可知將頻域上的接收訊號和領航訊號之共軛複數相乘即可得到通道的頻率響應。在本節後面我們將以方塊圖來描述這個方法。這個方法性能的好壞取決於領航訊號的相關函數特性，如果領航訊號的相關函數特性不好，就必須把這個方法作修正。在本節後面我們也將提出修正的方法。

8.4.2 虛擬隨機序列

前一節所介紹的具有完美自相關函數的數列並不存在，因此必須考慮使用具有類似性質的數列來取代，虛擬隨機序列就是個很好的選擇。一個長度為 $2^m - 1$ 個取樣的虛擬隨機序列 $p[n]$ ，可經由一個長度為 m 個位元的位移暫存器(Shift Register)產生。它有類似白雜訊自相關函數的特質，其自相關函數 $R_{pp}[m]$ 如下：

$$p[n] : \left\{ \pm \frac{1}{\sqrt{N}} \right\} \quad N = 2^m - 1, \quad n = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (8-22a)$$

$$R_{pp}[m] = \sum_{n=0}^{N-1} p^*[n] \cdot p[(n+m)_N] = \begin{cases} 1 & \text{for } m = 0 \\ -\frac{1}{\sqrt{N}} & \text{for } m \neq 0 \end{cases} \quad (8-22b)$$

這個虛擬隨機序列 $p[n]$ 由 $2^m - 1$ 個虛擬隨機的 ± 1 量值經正規化後成為虛擬隨機的 $\pm \frac{1}{\sqrt{N}}$ 量值。由等式(8-22b)可知，這個虛擬隨機序列的自相關函數並不是理

想的自相關函數 $\delta[m]$ ，而且此序列和資料訊號及白高斯雜訊的它相關函數也不為零。因此，在接收端用此虛擬隨機序列 $p[n]$ 去匹配接收訊號 $r[n]$ 以估計通道脈衝響應的過程中，會產生一些干擾及雜訊，如下所示：

$$\begin{aligned} R_{pr}[m] &= r[m] \odot p^*[(-m)_N] \\ &= \sum_{i=0}^{L-1} c_i \cdot \{R_{pd}[m - \tau_i] + R_{pp}[m - \tau_i]\} + R_{pw}[m] \\ &= \text{Interference} + h[m] + \text{noise} \end{aligned} \quad (8-23)$$

以數位影像廣播之地面廣播的 2K 模式為例，必須利用長度為 2048 個取樣的數列作為領航訊號 $p[n]$ 。因此必須將長度為 2047 個取樣的虛擬隨機序列再加上一個位元使其長度變為 2048 個取樣。但是如此一來將破壞這個虛擬隨機序列原本的自相關及它相關特性。造成干擾和雜訊的增加，如等式(8-23)所示。

因為領航訊號的自相關和它相關函數的不完美，傳輸資料及雜訊對通道估計值都會造成某種程度上的干擾，就必須藉由其他機制將干擾降至最低。

8.4.3 利用虛擬隨機序列作為領航訊號之通道估計

在前兩節已經介紹過利用領航訊號和虛擬隨機序列的相關函數來估計通道的方法，這一小節針對整個通道估計方法作更詳細的說明。在傳送端調變後之複數資料 $D[k]$ 經過反離散傅立葉轉換加入領航訊號，以下為傳送端的等效基頻(Equivalent Baseband)方塊圖：

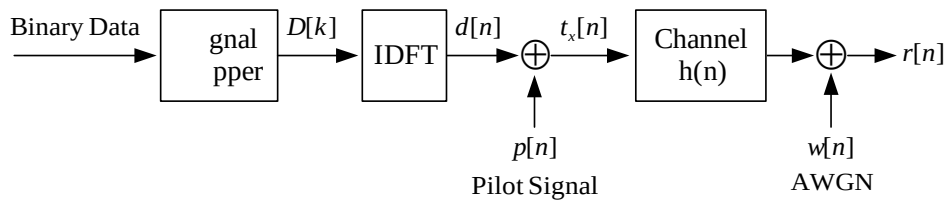


圖 8-5 加入領航訊號之等效基頻發射機方塊圖

在接收端完成訊號同步後，離散傅立葉轉換輸出之接收訊號 $R[k]$ 經過圖 8-6 所示的步驟可得到通道頻率響應的估計值。

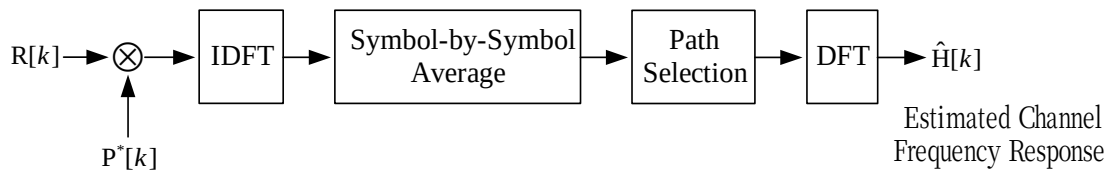


圖 8-6 使用領航訊號之估計通道響應方塊圖

圖 8-6 中包含資料訊號、領航訊號和雜訊之頻域接收訊號 $R[k]$ 乘上領航訊號的頻域共扼複數 $P^*[k]$ ，就可以得到通道頻率響應估計值如等式(8-21c)所示。通道頻率響應的估計值中包含了雜訊、領航訊號自相關特性的不理想以及和領航訊號仍有相關性的資料訊號所造成的干擾，都會降低估計的準確度。要減少這些干擾可以使用符元間取平均值之方法(Symbol-by-Symbol Average)，並經由選擇路徑(Path Selection)法找出通道脈衝響應的多重路徑訊號。

如果資料的能量遠大於領航訊號的能量，上述方法並不能完全消去資料所造成的干擾。我們可以利用初步估計出的通道頻率響應量值，粗略地估計出資料，再以接收訊號減去估計出的資料，之後再做第二次的通道頻率響應的估計。在第二次的通道估計中，資料的干擾已被減少，所得的結果將更準確。圖 8-7 為此改善通道頻率響應估計方法之方塊圖。

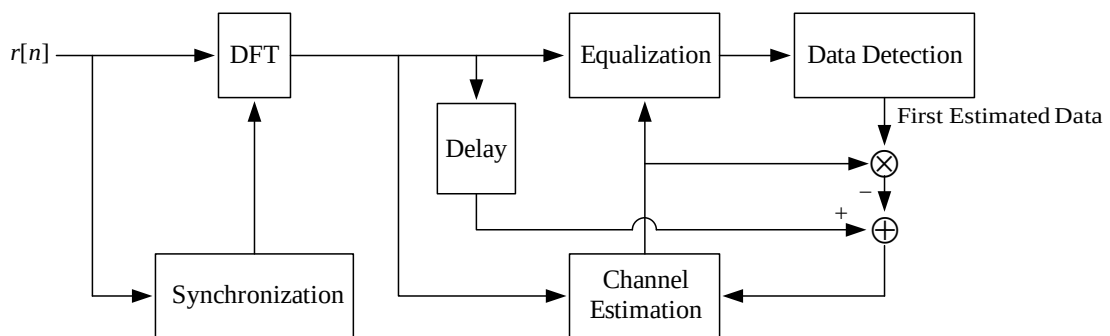


圖 8-7 改善通道頻率響應估計方法之方塊圖

經過電腦模擬結果顯示，經過一次的資料訊號消去，就可以大幅地降低資料訊號造成的干擾，提高通道頻率響應估計的準確度。

8.5 利用領航符元及領航訊號估計通道響應方法之比較

利用領航訊號之通道估計方法和前面所提到的利用領航符元估計通道方法的差別在於參考訊號的擺設。利用領航訊號的方法中，領航訊號和所有資料相加後和資料載在相同的次載波上，等效於在接收端就已知每個次載波上的通道響應資訊。而在利用領航符元的方法中，接收端必須由固定的幾個以知之領航次載波得到通道頻率響應的取樣值，再利用內插法還原整個通道頻率響應。

利用領航訊號之通道估計方法不需特別考量對通道延遲的容忍度，只要通道延遲時間小於符元的護衛間隔，就可以回復整個通道的響應。

由於領航訊號的自相關特性，利用計算領航訊號和接收訊號相關性以估計通道的動作，也使得和領航訊號相關性較小的雜訊及干擾影響降低一些，單純對雜訊及干擾而言，利用領航訊號的方法對雜訊及干擾有較佳的抵抗力。

利用領航訊號方法的另一項優於利用領航符元方法之處在於其不必特別區分出放置資料的次載波和放置參考訊號的次載波，每個次載波都可用來放置資料訊號，如此一個符元可傳輸較多的的資料量。至於其所加入的領航訊號能量可以在解調資料訊號前先消去，如此就不會干擾資料的解調。

當一個符元中參考訊號的總能量相同時，利用領航訊號做為參考訊號來估計通道的頻率響應，將比利用領航符元之通道估計方法，有更精準的估計。

第九章

數位音響廣播與數位影廣播地面 廣播系統通道編碼方式之介紹

本章將分別介紹數位音響廣播系統與數位影像廣播地面廣播系統中通道編碼的方式於下面兩個小節中。

9.1 數位音響廣播系統

本節將介紹數位音響廣播系統中通道編碼的方式[7]。數位音響廣播系統中使用打孔迴旋編碼 (Punctured Convolutional Code)，而它同時允許對等錯誤保護 (Equal Error Protection) 與不對等錯誤保護 (Unequal Error Protection)。另外為了增進通道編碼技術的效能，交錯 (Interleaving) 技術常常被使用來輔助通道編碼技術。本節也將介紹數位音響廣播系統中所使用的交錯技術。

9.1.1 打孔式迴旋編碼

將能量分散攪拌器 (Energy Dispersal Scrambler) 輸出的資料流表示為一個向量 $(a_i)_{i=0}^{I-1}$ ，而在一個邏輯碼框中有 I 個位元。這個資料流向量經過母迴旋編碼器 (The Mother Convolutional Encoder) 產生輸出向量碼 (Codeword)。這個輸出向量碼為 $\{(x_{0,i}, x_{1,i}, x_{2,i}, x_{3,i})\}_{i=0}^{I+5}$ ，其定義如下：

$$\begin{aligned}x_{0,i} &= a_i \oplus a_{i-2} \oplus a_{i-3} \oplus a_{i-5} \oplus a_{i-6} \\x_{1,i} &= a_i \oplus a_{i-1} \oplus a_{i-2} \oplus a_{i-3} \oplus a_{i-6} \\x_{2,i} &= a_i \oplus a_{i-1} \oplus a_{i-4} \oplus a_{i-6} \\x_{3,i} &= a_i \oplus a_{i-2} \oplus a_{i-3} \oplus a_{i-5} \oplus a_{i-6}\end{aligned}\tag{9-1}$$

$$\text{for } i = 0, 1, 2, \dots, I + 5$$

這些碼的關係可由母迴旋編碼器的架構圖中更清楚的看出，如圖 9-1 所示，可以將關係式作對照。

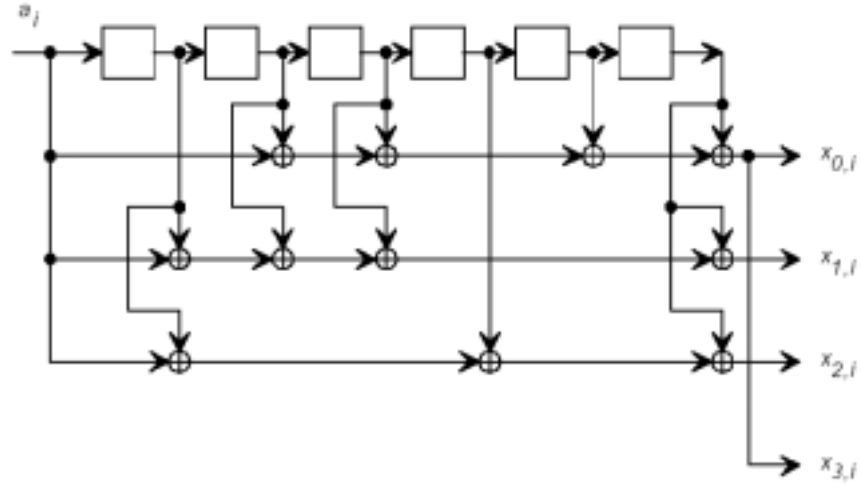


圖 9-1 母迴旋編碼器架構圖

由上述中的母迴旋編碼器產生的每一個碼按序列排列成一個向量碼 U 其關係式如下：

$$U = (u_0, u_1, u_2, \dots, u_{4I-1}) \cup (u_{4I}, u_{4I+1}, u_{4I+2}, \dots, u_{4I+23}) \quad (9-2a)$$

$$u_i = x_{R(\frac{i}{4}), Q(\frac{i}{4})} \quad \text{for } i = 0, 1, 2, \dots, 4I + 23 \quad (9-2b)$$

上式中 $R(\cdot)$ 與 $Q(\cdot)$ 分別表示除法中的餘數及商數。

接下來我們將介紹此迴旋編碼中的打孔程序。經過母迴旋編碼器之後產生的碼，將前面 $4I$ 個位元 $(u_0, u_1, u_2, \dots, u_{4I-1})$ 分割成幾個區塊，每個區塊包含 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：

$$V_{PI} = 0, \text{ 不傳送 } ; \quad V_{PI} = 1, \text{ 傳送 } . \quad (9-3)$$

其詳細打孔指標 PI 及打孔向量 V_{PI} 的情況列於下表：

	$(V_{PI,0}, \dots, V_{PI,31})$
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 9-1 打孔向量 V_{PI} 與打孔指標 PI 表

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，一共有 24 種打孔的方法。以上表所示的打孔指標 PI 為 1 做例子，其相對應的打孔向量 V_{PI} 為 (1100 1000 1000 1000 1000 1000 1000 1000)。共傳送 9 個位元，所以經過迴旋編碼器及打孔機制後的編碼率為 8/9。在 4I 個位元之後還剩下有 24 個位元 ($u_{4I}, u_{4I+1}, u_{4I+2}, \dots, u_{4I+23}$)，這 24 個位元則使用下列固定的打孔程序：

$$V_T = (110011001100110011001100) \quad (9-4)$$

打孔後剩下的 12 個位元叫做末尾位元 (Tail bits)，其編碼率為 2/3。

9.1.1.1 打孔式迴旋編碼用於快速資訊通道

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）中其打孔程序之參數相同。每個攪拌器輸出的向量皆照上述的方法來進行打孔程序。前面 3072 個位元 ($4I = 3072$) 分割成 24 個連續的區塊，其中前 21 個區塊利用打孔指標 16 ($PI = 16$) 來進行打孔程序，而後面的 3 個區塊則利用打孔指標 15 ($PI = 15$) 來進行打孔程序。它們最後的 24 個位元則用之前提到的末尾位元的方式來打孔，所以最後打孔編碼完後的碼 $(b_i)_{i=0}^{2303}$ 共有 2304 個位元。

$$4 \times (8+16) \times 21 + 4 \times (8+15) \times 3 + 12 = 2304 \quad (9-5)$$

而在模式 III 中，每個攪拌器輸出的向量亦依照上述的方法來進行打孔程序。前面 4096 個位元 ($4I = 4096$) 分割成 32 個連續的區塊，其中前 29 個區塊利用打孔指標 16 ($PI = 16$) 來進行打孔程序，後面的 3 個區塊則利用打孔指標 15 ($PI = 15$) 來進行打孔程序。同樣地，它們最後的 24 個位元用之前提到的末尾位元的方式來打孔，所以最後打孔編碼完後的碼 $(b_i)_{i=0}^{3071}$ 共有 3072 個位元。

$$4 \times (8+16) \times 29 + 4 \times (8+15) \times 3 + 12 = 3072 \quad (9-6)$$

9.1.1.2 打孔式迴旋碼用於主要服務通道

在主要服務通道（Main Service Channel）的通道編碼其打孔程序是利用保護分佈（Protection Profiles）及保護等級（Protection Level）來規範。

首先，我們將介紹不對等錯誤保護編碼。在攪拌器輸出的向量 $(a_i)_{i=0}^{I-1}$ 中， I 是音響位元傳輸率（Audio Bit Rate）的函數。如同前述，前 $4I$ 個位元分割成 L 個區塊， I 、 L 及音響位元傳輸率的關係如下表：

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

表9-2 音響位元傳輸率與參數 I 、 L 之對應關係表

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，接下來的 L_2 個區塊利用打孔指標 PI_2 來決定打孔程序，之後的 L_3 個區塊利用打孔指標 PI_3 來決定打孔程序，剩下的 L_4 個區塊利用打孔指標 PI_4 來決定打孔程序，最後的 24 個位元按前述末尾位元的方法來決定打孔程序。 L 與打孔指標構成保護分佈加上保護等級 P 共同來決定打孔程序，其關係如下表所示：

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	82	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

表9-3 音響廣播服務之保護分佈關係表

接下來，我們將介紹對等錯誤保護編碼。在攪亂器輸出的向量 $(a_i)_{i=0}^{I-1}$ 中，如同前述，前 $4I$ 個位元分割成 L 個區塊，每個區塊包含 128 個位元。前 L_1 個區塊利用打孔指標 PI_1 來決定打孔程序，剩下來的 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 個位元按前述末尾位元的方法來決定打孔程序。

(L_1, L_2) 與 (PI_1, PI_2) 構成保護分佈，其關係由下面兩組表格可以說明：

Bit rates in multiples of 8 kbit/s：

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

表9-4 位元傳輸率與參數 I 、 L 的關係表

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

表9-5 對等錯誤保護分佈表 (set A)

Bit rates in multiples of 32 kbit/s：

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

表9-6 位元傳輸率與參數 I 、 L 的關係表

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

表9-7 對等錯誤保護分佈表 (set B)

9.1.2 時間交錯技術

時間交錯 (Time Interleaving) 技術只使用在主要服務通道的資料位元上，而不用在快速資訊通道的資料位元上。打孔式迴旋碼的輸出可以標示為向量 B_r ，其中 B_r 為 $(b_{r,0}, b_{r,1}, \dots, b_{r,i_r}, \dots, b_{r,M_r-1})$ 。而在經過時間交錯之後的輸出亦可表示成一向量 C_r ，其中 C_r 為 $(c_{r,0}, c_{r,1}, \dots, c_{r,i_r}, \dots, c_{r,N_r-1})$ 。兩向量之間的關係如下：

$$c_{r,i_r} = \begin{cases} b_{r',i_r} & \text{if } i_r \leq M_r - 1 \\ 0 & \text{if not} \end{cases} \quad \text{for } i_r = 0, 1, 2, \dots, N_r - 1 \text{ and all integers } r. \quad (9-7)$$

在上面的關係式中 r' , r 及 i_r 的關係如下表所示：

$\text{Re}(i_r/16)$	$r'(r, i_r)$
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	$r-15$

表9-8 參數 r' , r 及 i_r 的關係表

而 N_r 與 M_r 的關係可以表示成： $N_r = \max(M_r, M_{r-15})$

我們用下面的例子來說明時間交錯的動作：

例如：資料流經過一個速度為 8kbit/s(位元傳輸率)且其保護等級是 4。若打孔式迴旋碼的輸出為 B_r ，其中 B_r 為 $(b_{r,0}, b_{r,1}, \dots, b_{r,255})$ ，且對所有整數值 r 而言 M_r 和 N_r 皆為 256。圖 9-2 是此時間交錯範例的原則與方法示意圖

Time interleaver input		Time interleaver output															time →	
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	
$a_{r+1,0}$	$a_{r,0}$	$a_{r,0}$	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	
$a_{r+1,1}$	$a_{r,1}$	$a_{r,5}$	$a_{r,1}$	$a_{r,6}$	$a_{r,5}$	$a_{r,4}$	$a_{r,3}$	$a_{r,2}$	$a_{r,1}$	$a_{r,0}$	---	---	---	---	---	---	---	
$a_{r+1,2}$	$a_{r,2}$	$a_{r,10}$	$a_{r,2}$	$a_{r,11}$	$a_{r,10}$	$a_{r,12}$	$a_{r,11}$	$a_{r,12}$	$a_{r,13}$	$a_{r,12}$	---	---	---	---	---	---	---	
$a_{r+1,3}$	$a_{r,3}$	$a_{r,15}$	$a_{r,11}$	$a_{r,16}$	$a_{r,13}$	$a_{r,14}$	$a_{r,13}$	$a_{r,15}$	$a_{r,14}$	$a_{r,15}$	$a_{r,16}$	$a_{r,15}$	$a_{r,17}$	$a_{r,16}$	$a_{r,17}$	$a_{r,18}$	$a_{r,17}$	
$a_{r+1,4}$	$a_{r,4}$	$a_{r,20}$	$a_{r,16}$	$a_{r,18}$	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	
$a_{r+1,5}$	$a_{r,5}$	$a_{r,25}$	$a_{r,19}$	$a_{r,20}$	$a_{r,15}$	$a_{r,25}$	$a_{r,16}$	$a_{r,20}$	$a_{r,17}$	$a_{r,25}$	$a_{r,18}$	$a_{r,20}$	$a_{r,21}$	$a_{r,19}$	$a_{r,25}$	$a_{r,20}$	$a_{r,21}$	
$a_{r+1,6}$	$a_{r,6}$	$a_{r,30}$	$a_{r,21}$	$a_{r,22}$	$a_{r,17}$	$a_{r,30}$	$a_{r,22}$	$a_{r,27}$	$a_{r,23}$	$a_{r,30}$	$a_{r,24}$	$a_{r,30}$	$a_{r,25}$	$a_{r,30}$	$a_{r,26}$	$a_{r,30}$	$a_{r,27}$	
$a_{r+1,7}$	$a_{r,7}$	$a_{r,35}$	$a_{r,22}$	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	
$a_{r+1,8}$	$a_{r,8}$	$a_{r,40}$	$a_{r,23}$	$a_{r,23}$	$a_{r,18}$	$a_{r,40}$	$a_{r,24}$	$a_{r,35}$	$a_{r,25}$	$a_{r,40}$	$a_{r,26}$	$a_{r,40}$	$a_{r,27}$	$a_{r,40}$	$a_{r,28}$	$a_{r,40}$	$a_{r,29}$	
$a_{r+1,9}$	$a_{r,9}$	$a_{r,45}$	$a_{r,24}$	$a_{r,24}$	$a_{r,19}$	$a_{r,45}$	$a_{r,25}$	$a_{r,40}$	$a_{r,26}$	$a_{r,45}$	$a_{r,27}$	$a_{r,45}$	$a_{r,28}$	$a_{r,45}$	$a_{r,29}$	$a_{r,45}$	$a_{r,30}$	
$a_{r+1,10}$	$a_{r,10}$	$a_{r,50}$	$a_{r,25}$	$a_{r,25}$	$a_{r,20}$	$a_{r,50}$	$a_{r,26}$	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	
$a_{r+1,11}$	$a_{r,11}$	$a_{r,55}$	$a_{r,26}$	$a_{r,26}$	$a_{r,21}$	$a_{r,55}$	$a_{r,27}$	$a_{r,51}$	$a_{r,28}$	$a_{r,55}$	$a_{r,29}$	$a_{r,55}$	$a_{r,30}$	$a_{r,55}$	$a_{r,31}$	$a_{r,55}$	$a_{r,32}$	
$a_{r+1,12}$	$a_{r,12}$	$a_{r,60}$	$a_{r,27}$	$a_{r,27}$	$a_{r,22}$	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	
$a_{r+1,13}$	$a_{r,13}$	$a_{r,65}$	$a_{r,28}$	$a_{r,28}$	$a_{r,23}$	$a_{r,65}$	$a_{r,29}$	$a_{r,56}$	$a_{r,30}$	$a_{r,65}$	$a_{r,31}$	$a_{r,65}$	$a_{r,32}$	$a_{r,65}$	$a_{r,33}$	$a_{r,65}$	$a_{r,34}$	
$a_{r+1,14}$	$a_{r,14}$	$a_{r,70}$	$a_{r,29}$	$a_{r,29}$	$a_{r,24}$	$a_{r,70}$	$a_{r,30}$	$a_{r,61}$	$a_{r,31}$	$a_{r,70}$	$a_{r,32}$	$a_{r,70}$	$a_{r,33}$	$a_{r,70}$	$a_{r,34}$	$a_{r,70}$	$a_{r,35}$	
$a_{r+1,15}$	$a_{r,15}$	$a_{r,75}$	$a_{r,30}$	$a_{r,30}$	$a_{r,25}$	$a_{r,75}$	$a_{r,31}$	$a_{r,66}$	$a_{r,32}$	$a_{r,75}$	$a_{r,33}$	$a_{r,75}$	$a_{r,34}$	$a_{r,75}$	$a_{r,35}$	$a_{r,75}$	$a_{r,36}$	
$a_{r+1,16}$	$a_{r,16}$	$a_{r,80}$	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	
$a_{r+1,17}$	$a_{r,17}$	$a_{r,85}$	$a_{r,31}$	$a_{r,31}$	$a_{r,26}$	$a_{r,85}$	$a_{r,32}$	$a_{r,71}$	$a_{r,33}$	$a_{r,85}$	$a_{r,34}$	$a_{r,85}$	$a_{r,35}$	$a_{r,85}$	$a_{r,36}$	$a_{r,85}$	$a_{r,37}$	
$a_{r+1,18}$	$a_{r,18}$	$a_{r,90}$	$a_{r,32}$	$a_{r,32}$	$a_{r,27}$	$a_{r,90}$	$a_{r,33}$	$a_{r,76}$	$a_{r,34}$	$a_{r,90}$	$a_{r,35}$	$a_{r,90}$	$a_{r,36}$	$a_{r,90}$	$a_{r,37}$	$a_{r,90}$	$a_{r,38}$	
---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	
---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	
$a_{r+1,200}$	$a_{r,200}$	$a_{r,4000}$	$a_{r,200}$	$a_{r,4000}$	$a_{r,200}$	$a_{r,4000}$	$a_{r,200}$	$a_{r,4000}$	$a_{r,200}$	$a_{r,4000}$	$a_{r,200}$	$a_{r,4000}$	$a_{r,200}$	$a_{r,4000}$	$a_{r,200}$	$a_{r,4000}$	$a_{r,200}$	

圖9-2 時間交錯技術示意圖

圖 9-2 為時間錯技術示意圖，因此我們可以觀察其時間索引標誌 r 的變動。根據上頁的關係式以及其對應參數的關係，可以知道其利用符碼的索引標誌來決定其時間索引標誌的交錯分布：

$a_{r,0} \rightarrow a_{r,0}$ 其中“0”為符碼的索引標誌決定交錯後的時間索引標誌之變化為“ $r \rightarrow r$ ”。

$a_{r,1} \rightarrow a_{r-8,1}$ 其中“1”為符碼的索引標誌決定交錯後的時間索引標誌之變化為“ $r \rightarrow r-8$ ”。

$a_{r,2} \rightarrow a_{r-4,2}$ 其中“2”為符碼的索引標誌決定交錯後的時間索引標誌之變化為“ $r \rightarrow r-4$ ”。

按表 9-8 及圖 9-2，以此類推

上述的動作以每 16 個符碼的索引標誌為週期重複此時間交錯動作，而其符碼的索引標誌不因為時間交錯而改變，改變的只有時間索引標誌。

9.2 數位影像廣播之地面廣播系統

在本節中我們要介紹數位影像廣播地面廣播系統的通道編碼方式[8]。這個系統的通道編碼方式包含有外層編碼器（Outer Code）、外層交錯器（Outer Interleaver）、內層編碼器（Inner Code）以及內層交錯器（Inner Interleaver）等技術。圖 9-3 為 DVB-T 系統發射機的功能方塊圖，由此圖我們可以知道通道編碼方式在整個發射機的位置，以下我們將依次介紹這個系統的編碼方式。

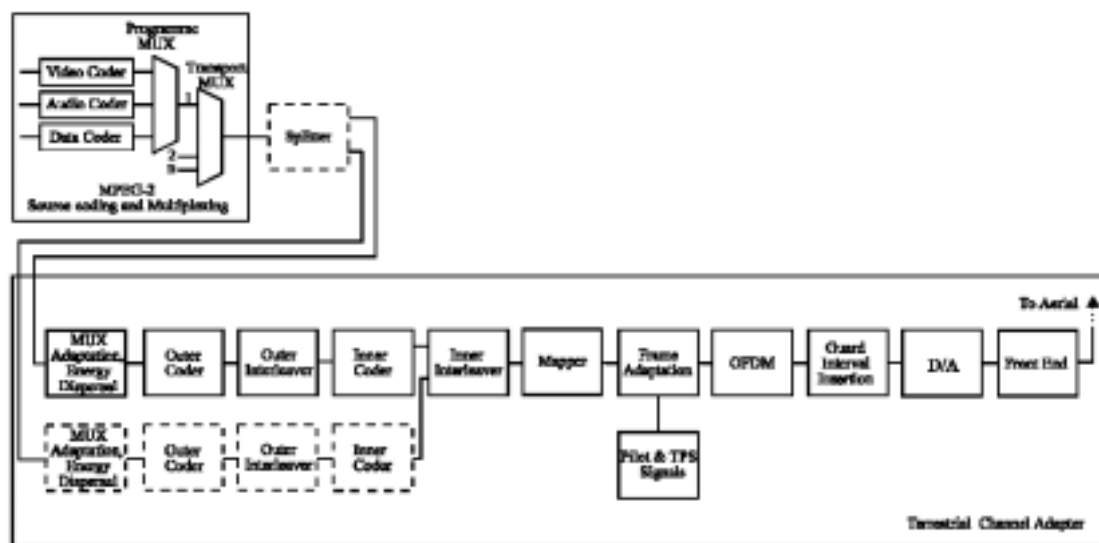


圖 9-3 DVB-T 系統發射機的功能方塊圖

這個系統允許不同的二維振幅調變（QAM）以及不同的內層編碼率。系統亦允許階層式調變（Hierarchical Modulation）技術的使用，如圖 9-3 中所示，分離器（Splitter）將輸入的傳輸序列分離成兩個獨立的傳輸序列，分別是高優先權傳輸序列及低優先權傳輸序列。這兩個傳輸序列有不同的二維振幅調變技術及不同的內層編碼率。再利用對映器（Mapper）將兩個傳輸序列上的位元訊號對應到調變訊號分佈圖上（Signal Constellation）。

9.2.1 外層編碼以及外層交錯技術

外層編碼及外層交錯皆必須用於封包的結構而且外層編碼使用里德—所羅門縮短碼 (Reed-Solomon Shortened Code, RS(204,188,8))，可以更正 8 個位元組長度的連續錯誤，下面我們先來看看這些封包式的結構：一個壓縮影像格式的封包包含了 1 位元組的同步訊號及 187 位元組的壓縮影像資料，如圖 9-4(a)所示。每 8 個傳輸封包中的第一個傳輸封包的同步位元組將位元反向，如圖 9-4(b)所示。在里德—所羅門錯誤保護封包中末端加上 16 個保護位元組 (Parity bytes)，如圖 9-4(c)所示。在經過外層交錯器後其傳輸封包的結構如圖 9-4(d)所示，共 204 個位元組，包含一個同步位元組。從圖 9-4(a)到圖 9-4(d)為外層編碼、外層交錯技術及訊號能量分散之程序步驟。



圖 9-4(a) MPEG-2 多工多路封包 (MUX packet)

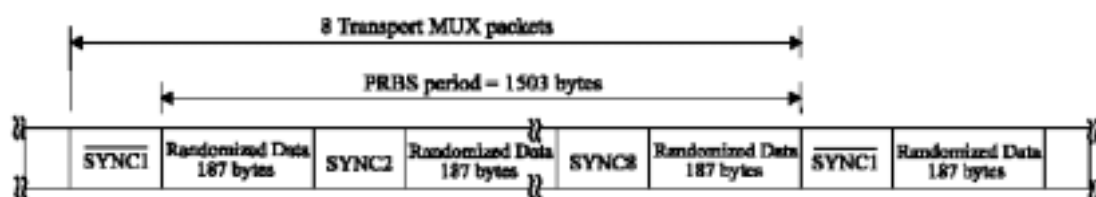


圖 9-4 (b) 隨機運輸封包 (Randomized transport packets)：
同步位元組 (Sync bytes) 及隨機資料位元組 (Randomized Data bytes)

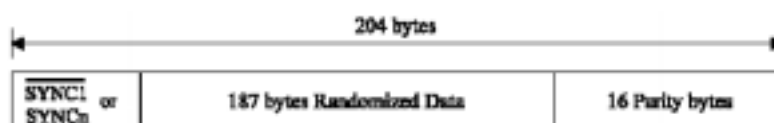


圖 9-4 (c) 里德—所羅門錯誤保護封包

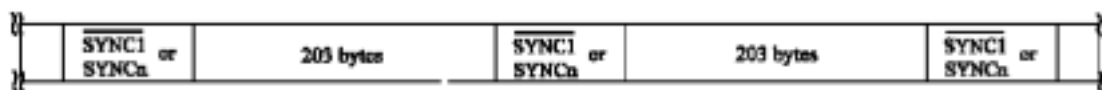


圖9-4 (d) 外碼之交錯分佈後的資料結構分佈，I = 12

外層交錯器是一個迴旋交錯器，擁有 12 個分枝結構連接於輸入的資料流。藉由切換器循環的連接（每隔一個位元組切換一個分枝），每一個分枝都是先進先出 (First-In, First-Out) 的平移暫存器，且其深度為 $17 \times j$ 個位元組時間 (j 為

分枝的序號)。所有暫存器的深度和即為延遲的時間長度。交錯器與反交錯器的結構剛好相反，可以使在反交錯輸出端還原正確的接收資料流（每個分枝的總延遲時間相同），如圖 9-5 所示。同時，為了做到訊號同步的需求，同步位元組一定在編號為”0”的分枝傳送。

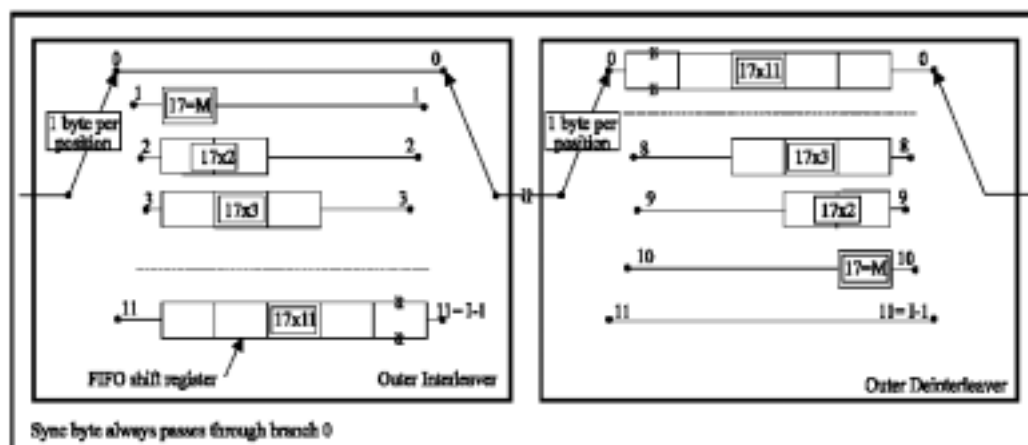


圖9-5 外層交錯器和反交錯器結構圖

9.2.2 內層編碼技術

內層編碼技術是使用打孔式迴旋編碼技術。圖 9-6 為內層編碼器之母迴旋編碼器，由輸入與輸出的關係看出其編碼率為 1/2。然後再根據打孔的方式而有不同的內層編碼率。若使用階層式調變方式，則兩個傳輸序列各自會有不同的編碼率（1/2、2/3、3/4、5/6 或 7/8）。

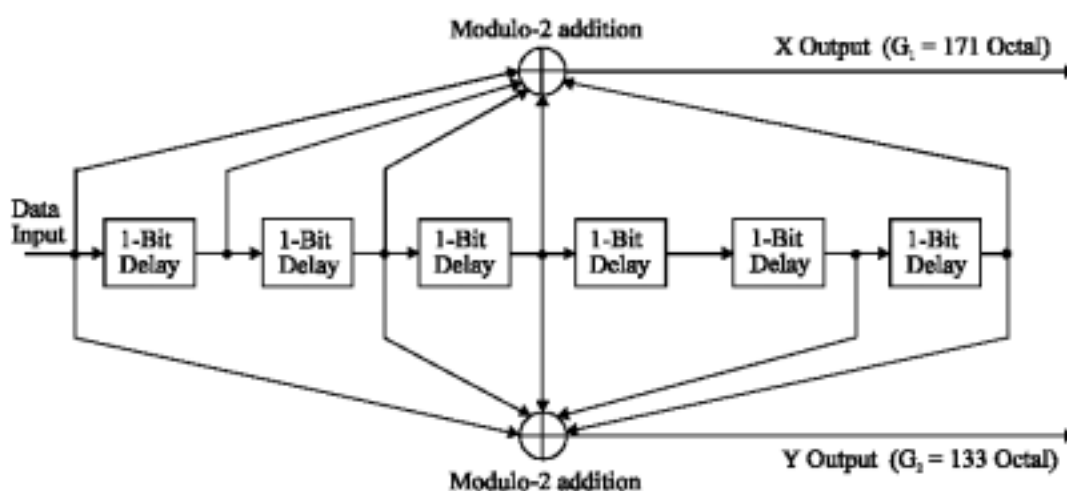


圖9-6 迴旋式編碼器（1/2 編碼率）

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: 1 0 Y: 1 1	$X_1 Y_1 Y_2$
3/4	X: 1 0 1 Y: 1 1 0	$X_1 Y_1 Y_2 X_3$
5/6	X: 1 0 1 0 1 Y: 1 1 0 1 0	$X_1 Y_1 Y_2 X_3 Y_4 X_5$
7/8	X: 1 0 0 1 0 1 Y: 1 1 1 0 1 0	$X_1 Y_1 Y_2 Y_3 Y_4 X_5 Y_6 X_7$

表9-9 打孔方式（Puncturing Pattern）與編碼率之關係表

表9-9為打孔方式和內層編碼率的對應關係表。其中X、Y表示迴旋編碼器的輸出，其後打孔的機制由表中可看出：“1”表示傳送，“0”表示去除，因為去除不同的數目而造成不同的編碼率，其對應關係如表中所示。

在內層編碼架構中的資料流先經過迴旋編碼器，其後是打孔的機制決定是否去除，再接著做內層交錯技術，下一節將介紹內層交錯技術。

9.2.3 內層交錯技術

內層交錯器由位元式交錯器（Bit-Wise Interleaver）及其後緊接著的符碼式交錯器（Symbol-Wise Interleaver）所組成，可由圖 9-7 和圖 9-8 的例子說明。

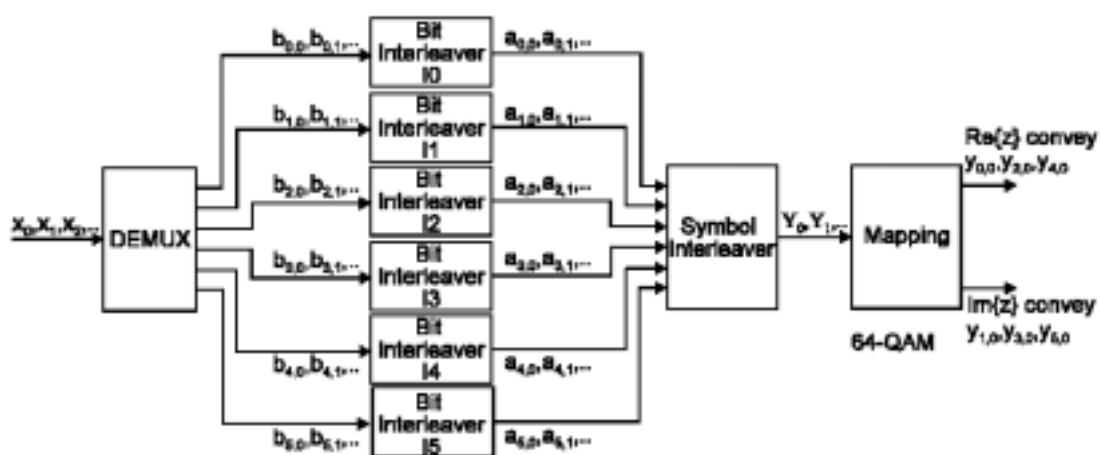


圖 9-7 無階層式傳輸模式之內層交錯器結構範例圖

圖 9-7 為無階層式傳輸模式（Non-Hierarchical Transmission Modes）之內層交錯器結構圖，以 64QAM 調變技術為例。輸入的位元資料流經由反多工 (DEMUX) 分成 6 個子資料流，分別經過位元式交錯器。其後接著合在一起經過符碼式交錯器。若是階層式傳輸模式（Hierarchical Transmission Modes）的內層交錯器，則輸入的位元資料流在高優先權序列部分分成兩個子資料流，而在低優先權序列部

分則分成 $v-2$ 個子資料流 (QPSK, $v=2$; 16-QAM, $v=4$; 64-QAM, $v=6$)，如圖 9-8 所示 (亦為 64-QAM)。

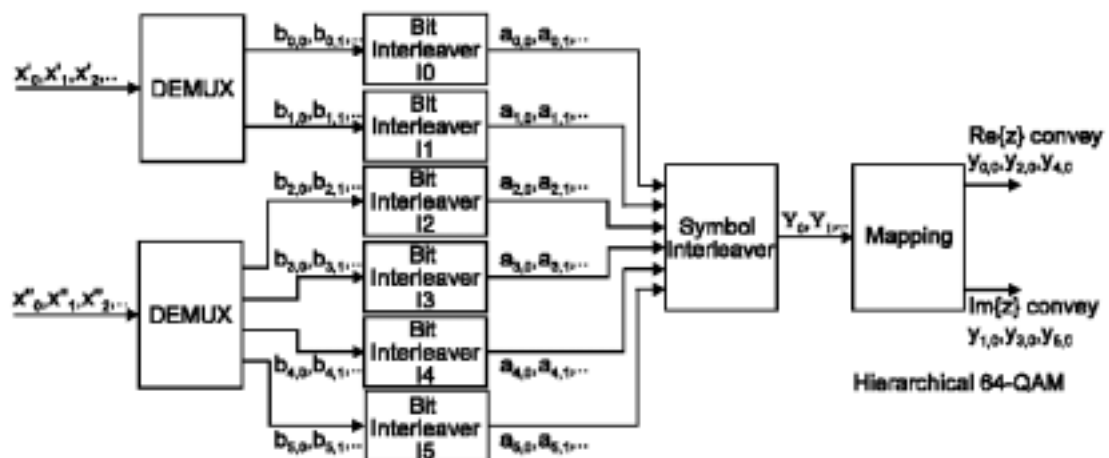


圖 9-8 階層式傳輸模式之內層交錯器結構範例圖

位元式交錯技術每次只對資料流的部分作用，每次做交錯動作因針對不同的交錯器而不同，但是交錯器的深度固定。每次做位元式交錯技術其深度為 126 個位元，所以在不同的模式中每個 OFDM 符元要做的交錯次數不同 (就 2K 模式是 12 次。而 8K 模式是 48 次)。

第十章

結論

在這篇報告中，我們首先對正交分頻多工傳輸技術及應用這種傳輸技術的數位音響廣播和數位影像廣播地面廣播系統做一些基本的介紹；接下來，針對計畫中本年度的研究重點，即訊號同步子系統接收機架構的設計，我們先分別介紹這兩個系統各自的訊號同步子系統接收機架構的設計方法，再提出整合這兩個系統的訊號同步子系統接收機架構的設計方法，並以電腦模擬的結果來觀察這些訊號同步方法的效能；最後，我們分別就未來兩年的研究重點，通道估計與訊號偵測，以及通道編碼與交錯器，做先期的資料收集與研究整理。以下我們將對正交分頻多工傳輸技術的特性及這兩個系統訊號同步子系統接收機架構的設計做一個簡單的整理。

正交分頻多工傳輸技術的主要優點在於可以傳輸高速的資料而不用複雜的等化器架構。使用快速傅立葉轉換去實現正交分頻多工傳輸技術促使該系統的計算複雜度大大的降低，而且正交性的成立使得傳輸頻寬的使用更有效率。另外護衛間隔的放置使此系統能有效地抵抗碼際干擾。但是正交分頻多工傳輸技術也有缺點，它的缺點在於其對訊號同步的要求更為嚴格，而且因為訊號能量的動態範圍變化大，經過功率放大器時容易造成非線性失真。

在數位音響廣播系統中，空符元可以用來估計碼框的起始點；符元時間和小數載波頻率偏移可以利用護衛間隔來估計；匹配已知循環平移的相位參考符元可以估計出整數載波頻率偏移；通道的頻率響應不需要估計，因為此系統使用差分調變技術。

在數位影像廣播-地面廣播系統中，符元時間和小數載波頻率偏移也是利用護衛間隔來估計；匹配已知循環平移的連續領航次載波訊號可以估計出整數載波頻率偏移；匹配傳輸參數訊號所攜帶之 TPS 位元區塊中的 16 個同步位元可以估計碼框第一個符元的位置；而散射領航次載波訊號可用來估計通道的頻率響應。

從這兩個系統各自的訊號同步子系統接收機架構中，我們可以發現，這兩個訊號同步子系統接收機架構有一些部分是相同的。例如符元同步及小數載波頻率偏移偵測的功能子方塊就完全相同，另外快速傅立葉轉換也同時都被應用在這兩個系統的接收機中。所以只要知道系統傳輸模式的參數，這些部分就可以共用。

在報告中，我們就數位音響廣播系統的訊號同步子系統接收機架構來做電腦模擬，用以測試這些同步方法的效能。從模擬的結果可知，在可靠的訊號同步效能要求下，估計碼框時序大約需要三個碼框時間，估計符元時序也大約需要三個

碼框時間，估計小數載波頻率偏移大約需要四十個符元時間，而估計整數載波頻率偏移需要一個碼框時間。所以數位音響廣播系統的整個訊號同步的過程需要約 0.2 秒。至於數位影像廣播地面廣播系統的訊號同步子系統接收機以及整合兩個系統的訊號同步子系統接收機之電腦模擬正在進行中，將在下一次報告中展示模擬的結果。

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，其中通訊科技尤其具有潛力與競爭力。高速資料傳輸是下一代無線通訊的重點，而正交分頻多工傳輸技術正符合這個需求。應用這種傳輸技術的數位音響廣播和數位影像廣播之地面廣播系統，因為接收機架構相似，所以可以用軟體控制將兩個系統整合起來。如此一來，這個整合系統就可以同時提供數位音響和數位影像兩種服務，更能提高競爭力。

參考文獻

- [1] Schmidl, T.M.; Cox, D.C., “Low-overhead, low-complexity [burst] synchronization for OFDM Communications”, 1996 IEEE International Conference on , Volume: 3 , Page(s): 1301 -1306 , 23-27 Jun 1996
- [2] van de Beek, J.J.; Sandell, M.; Borjesson, P.O., “ ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems” , Signal Processing, IEEE Transactions on , Volume: 45 Issue: 7 , Page(s): 1800 –1805 , Jul 1997
- [3] Muller-Weinfurter, S.H.,“On the optimality of metrics for coarse frame synchronization in OFD : a comparison”,Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 1998. The Ninth IEEE International Symposium on , Volume: 2 , Page(s): 533 -537 , 8-11 Sep 1998
- [4] Schmidl, T.M.; Cox, D.C.,“Robust frequency and timing synchronization for OFDM Communications” , IEEE Transactions on , Volume: 45 Issue: 12 , Page(s): 1613 –1621 , Dec 1997
- [5] William Y.Zou and Yiyan Wu. “COFDM: AN OVERVIEW”. IEEE TRANSACTIONS ON BROADCASTING, VOL.41, NO.1, pp.1-8, MARCH 1995.
- [6] Jong-Shin Leu. “Introduction to Digital Audio Broadcasting”. CCL RESEARCH JOURNAL, pp.25-34, NOVEMBER 1992.
- [7] Draft prETS 300401 v1.3.2 (2000-09) . “Radio broadcast system: Digital Audio Broadcasting (DAB) to mobile, portable and fixed receivers”.
- [8] Draft EN 300 744 v1.4.1(2001-01). “Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television”.
- [9] T.Keller and L.Hanzo, “ Orthogonal Frequency Division Multiplex Synchronization Techniques for Wireless Local Area Networks ” PIMRC’96, p.963-967, 1996.
- [10] 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.
- [11] 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.
- [12] 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.
- [13] Jeng you-tsai,” A Study of FFT DSP Architectures and Their Applications”, NCTU thesis, 2002.
 - [14] Theodore S. Rappaport, “Wireless communications: principles and practice”, Prentice Hall PTR, Inc. 1996.
 - [15] IEEE Std. 802.11a-1999, “Part II: Wireless LAN Medium Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications: High-speed Physical Layer in the 5GHz Band” pages pp. 1-82,1999.
 - [16] 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.
 - [17] Ye Li, “Pilot-symbol-aided channel estimation for OFDM in wireless systems. Vehicular Technology” IEEE Transactions on , Volume: 49 Issue: 4 , July 2000
 - [18] Che-Shen Yeh and Yinyi Lin, “Channel Estimation Using Pilot Tones in OFDM Systems” IEEE Transactions on Broadcasting, Vol. 45, No. 4, December 1999.
 - [19] 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.
 - [20] 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
 - [21] Femandez-Getino Garcia, M.J. Paez-Borralló, 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
 - [22] 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.
 - [23] Peter Hoeher, Stefan Kaiser, and Patrick Robertson, “Two-dimensional pilot-symbol-aided channel estimation by Wiener filtering” Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1997. ICASSP-97, 1997 IEEE International Conference on. Volume: 3 , 1997