

行政院國家科學委員會專題研究計畫 期中進度報告

子計畫一：以 OFDM 為基礎之 DAB 與 DVB-T 系統整合型接收 機架構設計(2/3)

計畫類別：整合型計畫

計畫編號：NSC92-2220-E-009-018-

執行期間：92 年 08 月 01 日至 93 年 07 月 31 日

執行單位：國立交通大學電信工程學系

計畫主持人：黃家齊

計畫參與人員：鄭有財，林香君，劉肖真，林家輝，黃俊元

報告類型：完整報告

報告附件：出席國際會議研究心得報告及發表論文

處理方式：本計畫可公開查詢

中 華 民 國 93 年 5 月 28 日

用於軟體無線電基頻處理之系統晶片設計技術

子計劃一：以 OFDM 為基礎之 DAB 與 DVB-T 系統整合型接
收機架構設計(2/3)

計畫類別： 個別型計畫 整合型計畫

計畫編號：NSC92 - 2218 - E - 009 - 004

執行期間：九十二年八月一日至九十三年七月三十一日

計畫主持人：黃家齊 教授

共同主持人：無

計畫參與人員：鄭有財、林香君、劉肖真、林家輝、黃俊元

成果報告類型(依經費核定清單規定繳交)： 精簡報告 完整報告

本成果報告包括以下應繳交之附件：

赴國外出差或研習心得報告一份

赴大陸地區出差或研習心得報告一份

出席國際學術會議心得報告及發表之論文各一份

國際合作研究計畫國外研究報告書一份

處理方式：除產學合作研究計畫、提升產業技術及人才培育研究計畫、
列管計畫及下列情形者外，得立即公開查詢

涉及專利或其他智慧財產權， 一年 二年後可公開查詢

執行單位：國立交通大學

中 華 民 國 九 十 三 年 五 月 二 十 七 日

摘要

本年度的計畫主要目的是完成 OFDM 接收機之通道估測與訊號偵測子系統的架構設計。由於數位音響廣播系統(以下簡稱 DAB 系統) 中採用的是差分調變系統，並不需要進行通道估測，可直接解調出資料。所以我們針對數位影像地面廣播系統(以下簡稱 DVB-T 系統) ，利用散射領航信號 (scattered pilot) 設計其通道估測及訊號偵測之子系統架構，做為 SDR 設計的參考。我們以三種利用領航符元的方法：一維通道估測、二維通道估測及改良型最小均方差通道估測法，來估計通道並且說明這些方法的優點和缺點。而在訊號偵測部分則設計一個通道等化器 (channel equalizer) 與決策器 (data decision unit)。由於 DVB-T 為 OFDM 系統，通道等化器為單閥等化器 (one-tap equalizer) 在此我們採用逼零演算法 (zero forcing)。此外，我們亦利用通道估計估出通道的特性，加上等化器及決策器所估出的傳送資料，而估出傳送資料經過通道所受到的效應，分別取出每一個路徑的訊號以排除多路徑的干擾，再以最大比例匹配 (Maximum ratio combining) 重建出較為準確的接收訊號，可以反覆的進行，先得到更新之後的每一個路徑的訊號，而又重建出更準確的接收訊號，最後得到更準確的傳送訊號。

關鍵詞：OFDM 接收機，通道估測，訊號偵測，數位音響廣播系統，數位影像地面廣播系統，領航符元，一維通道估測，二維通道估測，改良型最小均方差通道估測，通道等化器，單閥等化器，決策器，多路徑的干擾，最大比例匹配。

Abstract

The project this year is focused on designing architectures for the channel estimation and data detection subsystems of the OFDM receiver. Because the transmission method of the digital audio broadcasting system (DAB) is differential modulation, it does not require channel estimation and the data can be detected directly. Therefore, we focus on the digital video broadcasting – terrestrial (DVB-T) system. By using scattered pilot signals, we designed the architecture of the channel estimation and signal detection subsystems as a reference for SDR design. Three kinds of pilot-symbol-based channel estimation methods, which are called 1-D channel estimation method, 2-D channel estimation method, and the modified MMSE channel estimation method, are designed for a DVB-T receiver. We also discussed the advantages and disadvantages of these methods. In the aspect of signal detection, we designed the channel equalizer and the data decision unit. Because the DVB-T system is a OFDM system, the most commonly used channel equalizer is the one-tap equalizer. Here, we adopt the zero-forcing algorithm for this channel equalizer. Besides, we get the channel characteristic from channel estimation and utilize the estimated data from equalizer and data decision unit to separate the received signal in each path by eliminating the multipath interference. Afterwards, we use the maximal ratio combining method to collect the energy in the received multipath signals. By repeating this process, we are able to refine the received signals and achieve more reliable data detection.

Key Word: OFDM receiver, channel estimation, signal detection, DAB, DVB-T, pilot-symbol, 1-D channel estimation, 2-D channel estimation, modified MMSE channel estimation, channel equalizer, one-tap equalizer, data decision unit, multipath interference, maximum ratio combining.

圖目錄	2
表目錄	4
1 序論	5
1.1 DVB-T 系統簡介	5
1.1.1 傳輸訊號及碼框結構	6
1.1.2 參考訊號	7
1.2 DAB 系統簡介	9
1.2.1 傳輸訊號及碼框結構	9
1.3 DVB-T 通道估測	13
1.4 數位音響廣播與數位影像廣播地面廣播系統之整合	13
2 DVB-T 通道估測方法	15
2.1 傳輸通道之描述	15
2.1.1 寬頻傳輸訊號之通道模型	15
2.1.2 窄頻傳輸之通道模型	16
2.1.3 通道模型	16
2.2 利用領航訊號通道估測方法	17
2.2.1 領航訊號之放置	17
2.2.2 一維通道估測	19
2.2.2.1 一維線性內插法	19
2.2.2.2 一維快速傅立葉轉換內插法 (I)	19
2.2.2.3 一維快速傅立葉轉換內插法 (II)	22
2.2.3 二維通道估測	24
2.2.3.1 二維快速傅立葉轉換內插法	24
2.2.3.2 串連型一維線性內插與一維快速傅立葉轉換內插法	26
2.2.4 適應性估計通道方法	26
2.2.4.1 線性最小均方差通道估測法	26
2.2.4.2 改良式線性最小均方差通道估測法	27
2.2.4.3 通道路徑的選擇(Path Selection)	29
2.2.5 用於 DVB-T 系統的通道估測法	31
2.2.5.1 一維快速傅立葉轉換內插法	31
2.2.5.2 二維快速傅立葉轉換內插法	32
2.2.5.3 串連一維線性內插與一維快速傅立葉轉換法	33
2.2.5.4 用於 DVB-T 系統的改良式線性最小均方差通道估測法	33
3 通道等化器	35
3.1 逼零等化器	35

4	訊號偵測與決策器	36
4.1	DAB 系統資料偵測與決策器 (SYMBOL-BY-SYMBOL DIFFERENTIAL DETECTION) .	36
4.2	DVB-T 系統資料偵測與決策器	37
4.2.1	非資料重建 (Non Data reconstructed) 資料偵測與決策器	37
4.2.2	資料重建 (Data reconstructed) 資料偵測與決策器	38
5	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	42
5.1	DAB 與 DVB-T 系統解調器 (DEMODULATOR) 之整合	42
6	電腦模擬	44
6.1	DVB-T 通道估測	44
6.1.1	模擬參數	44
6.1.2	模擬結果	46
6.1.2.1	AWGN 通道下多重路徑與能量關係	46
6.1.2.2	接收機移動速度之影響	48
6.2	DVB-T 通道等化器與訊號檢測	54
6.2.1	模擬參數	54
6.2.2	模擬結果	54
6.2.2.1	AWGN 通道	55
6.2.2.2	行動接收通道	55
7	結論	58
8	未來展望	58
	參考文獻	59

圖目錄

圖 1.1	DVB-T 系統之傳輸端方塊圖	5
圖 1.2	Eureka 147 數位音響廣播系統方塊圖	10
圖 1.3	數位音響廣播系統之多工碼框圖	10
圖 1.4	數位音響廣播系統主要訊號產生器之方塊圖	11
圖 1.5	簡化之 OFDM 同調解調接收端架構	13
圖 1.6	DAB 與 DVB-T 系統整合之接收機架構圖	14
圖 2.1	產生多重路徑衰變通道之模型	17
圖 2.2	參考訊號在時間軸及頻率軸上放置情形的示意圖	19
圖 2.3	(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	22
圖 2.4	時間軸上先做內插法的通道響應取樣訊號示意圖	26
圖 2.5	通道之最大延遲小於等於時間護衛	30

圖 2.6 取樣後訊號經過反離散傅立葉轉換之結果：出現 S_f 組大小變為原本頻率響應 $1/S_f$ 的訊號	30
圖 2.7 改良式線性最小均方差通道估測法.....	30
圖 2.8 數位影像廣播系統散射領航訊號之排列.....	31
圖 2.9 基於一維快速傅立葉轉換之通道估計.....	31
圖 2.10 基於二維快速傅立葉轉換之通道估計.....	32
圖 2.11 經過線性內插法估計出時間軸通道響應的散射領航訊號.....	33
圖 2.12 兩串連一維線性內插及快速傅立葉轉換法.....	33
圖 2.13 用於 DVB-T 系統的改良式線性最小均方差通道估測法	34
圖 3.1 傳送訊號經通道至接收端簡圖.....	35
圖 4.1 $\pi/4$ -shift DQPSK signal space	36
圖 4.2 Symbol-by-symbol differential detection block	37
圖 4.3 DVB-T 訊號解調器	38
圖 4.4 正交分頻多工系統架構下傳送端及通道的影響.....	38
圖 4.6 通道估計所估計出的時域通道特性.....	40
圖 4.7 傳送資料經過編碼的機制.....	41
圖 6.1 1:1 AWGN 通道的 SDR.....	46
圖 6.2 9:1 AWGN 通道的 SDR.....	47
圖 6.3 1:8:1 AWGN 通道的 SDR.....	47
圖 6.4 5:3:2 AWGN 通道的 SDR.....	48
圖 6.5 2K 模式下，通道延遲為 $50 \times 7/64 \mu\text{sec}$ 的估計結果.....	49
圖 6.6 2K 模式下，通道延遲為 $500 \times 7/64 \mu\text{sec}$ 的估計結果.....	49
圖 6.7 雙重路徑，路徑能量比 1 : 1 Delay= $50 \times 7/64 \mu\text{sec}$ 車速 30km/hr 的 SDR	50
圖 6.8 雙重路徑，路徑能量比 1 : 1 Delay= $50 \times 7/64 \mu\text{sec}$ 車速 90km/hr 的 SDR	50
圖 6.9 雙重路徑，路徑能量比 1 : 1 Delay= $500 \times 7/64 \mu\text{sec}$ V=30km/hr 的 SDR	51
圖 6.10 雙重路徑，路徑能量比 9 : 1 Delay= $50 \times 7/64 \mu\text{sec}$ V=30km/hr 的 SDR..	51
圖 6.11 三路徑，路徑能量比 1 : 8 : 1 V=30km/hr 的 SDR	52
圖 6.12 三路徑，路徑能量比 1 : 8 : 1 V=90km/hr 的 SDR	52
圖 6.13 三路徑，路徑能量比 5 : 3 : 2 V=30km/hr 的 SDR	53
圖 6.14 三路徑，路徑能量比 5 : 3 : 2 V=90km/hr 的 SDR	53
圖 6.15 逼零等化器在 AWGN 通道下的 BER.....	55
圖 6.16 逼零等化器在行動接收通道下的 BER (車速 30km/hr)	56
圖 6.17 逼零等化器在行動接收通道下的 BER (車速 90km/hr)	56
圖 6.18 逼零等化器在兩條路徑下行動接收通道下的 BER (車速 30km/hr and 90km/hr)	57
圖 6.19 逼零等化器在三條路徑下行動接收通道下的 BER (車速 30km/hr and	

90km/hr)	57
-----------------	----

表目錄

表 1.1 8K 及 2K 兩種傳輸模式在 8MHz 通道的相關參數表.....	6
表 1.2 傳輸參數訊號	9
表 1.3 四種傳輸模式的相關參數表	13
表 6.1 模擬通道估測之數位廣播系統相關參數	44
表 6.2 模擬等化器之數位廣播系統相關參數	54

1 序論

1.1 DVB-T 系統簡介

DVB-T 為歐洲 ETSI 所制定的數位影像廣播標準[1]，圖 1.1 為系統之傳輸端方塊圖，DVB-T 的特色之一是具階層式傳輸(Hierarchical Transmission)觀念，將一個射頻頻道分成兩個虛擬的頻道來傳送不同重要性的資料。首先利用分離器(Splitter)將傳輸資料流(Transport Stream)分為高優先權(High Priority)及低優先權(Low Priority)。這兩筆資料各自可有不同的通道編碼及調變方式，相同的節目可分成高畫質和低畫質，同時以高優先權及低優先權傳輸。

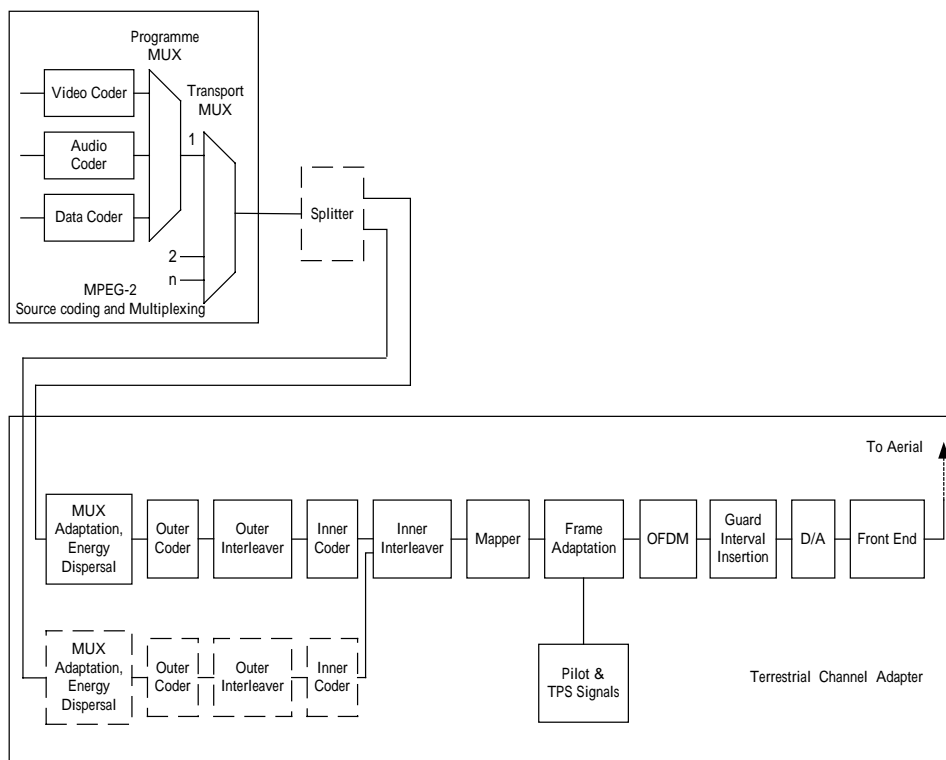


圖 1.1 DVB-T 系統之傳輸端方塊圖

在解調時先判斷訊號在座標 (Constellation)上的象限可先解調出高優先權資料，再經由判斷訊號在座標上對應的位置來解調出低優先權資料。影音訊號經過編碼壓縮 (MPEG-2 coded TV signals) 及傳輸層多工(Transport Multiplexing)後產生一個長 188 位元組的封包(Packet)，必須先經過傳輸多工調整(Transport Multiplexing Adaptation)調整訊號能量分布並增加傳輸訊號的隨機性質 (Randomization)。這個長 188 位元組的封包(Packet)，包含一個同步字元 (Sync-Word Byte= 47_{HEX})和 187 個資料位元組(Data Bytes)，每八個封包一組被乘上由產生多項式為 $X^{15} + X^{14} + 1$ 的一組假隨機二進位數列(Pseudo Random Binary Sequence)，第一個封包的同步字元再由 47_{HEX} 被轉換成 $B8_{\text{HEX}}$ ，如此就完成傳輸多工調整(Transport Multiplexing Adaptation)。

系統共有兩層通道編碼及交錯器。外層通道編碼使用里德-所羅門碼 (Reed-Solomon code, RS(204,188,t=8))，使封包由 188 位元組變為 204 位元組；外層交錯器是一個以位元組為單位的迴旋交錯器(Convolutional Interleaver)，這種交錯器比區塊交錯器(Block Interleaver)有較短的處理時間延遲。內層通道碼是編碼率為二分之一的迴旋碼，可藉由間空法提高編碼率至 2/3、3/4、5/6 或 7/8。內層位元交錯器則為區塊位元交錯器，首先打散位元與位元間之順序，再打散整個符元所對應的次載波順序。經過位元交錯器的資料再根據不同的調變方式將資料對應成複數資料，可使用的調變方式共有四相移鍵調變、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)。系統有兩種傳輸模式：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符元。整個系統屬於哪一種傳輸模式，是否使用階層式傳輸，內層通道編碼的編碼率，以及所使用的調變方法都紀錄在傳輸參數訊號 (Transmission Parameter Signaling) 所攜帶的資訊位元區塊當中。

1.1.1 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(Super-frame)。在每個時間 t 所傳的訊號可由下列數學式表示：

$$S(t) = \text{Re} \left\{ e^{j2\pi f_c t} \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{l=0}^{67} \sum_{k=K_{\min}}^{K_{\max}} C_{m,l,k} \times \psi_{m,l,k}(t) \right\} \quad (1.1)$$

$$\psi_{m,l,k}(t) = \begin{cases} e^{j2\pi \frac{k'}{T_U} (t - \Delta - l \times T_{\text{total}} - 68 \times m \times T_{\text{total}})} & (l + 68 \times m) \times T_{\text{total}} \leq t \leq (l + 68 \times m + 1) \times T_{\text{total}} \\ 0 & \text{else} \end{cases} \quad (1.2)$$

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

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

表 1.1 8K 及 2K 兩種傳輸模式在 8MHz 通道的相關參數表

Parameter	8K mode	2K mode
Number of carriers K	6817	1705
Vaule of carrier number K_{\min}	0	0
Vaule of carrier number K_{\max}	6816	1704
Duration T_U	896 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

1.1.2 參考訊號

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

➤ 散射領航訊號 (Scattered Pilots)：

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

$$k = K_{\min} + 3 \times (l \bmod 4) + 12 \times p \quad | \quad p \text{ integer}, p \geq 0, k \in [K_{\min}, K_{\max}] \quad (1.3)$$

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

➤ 連續領航訊號 (Continual Pilots)：

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

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

$$\text{Re}\{C_{m,l,k}\} = 4/3 \times (1 - 2w_k), \quad \text{Im}\{C_{m,l,k}\} = 0 \quad (1.4)$$

所以一個符元的連續領航訊號和散射領航訊號的值只和其所在次載波位置有關。

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

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

$$C_{m,l,k} = (-1)^{S_l} \times C_{m,l-1,k}, \quad l = 1, 2, 3, \dots, 67 \quad (1.5)$$

而每個碼框的第一個符元的傳輸參數訊號則由上述 w_k 經由下列方式產生：

$$\operatorname{Re}\{C_{m,0,k}\} = 1 - 2w_k, \quad \operatorname{Im}\{C_{m,0,k}\} = 0 \quad (1.6)$$

因此每一個碼框上的 68 個符元可傳遞一組 68 個位元的傳輸參數訊號資訊位元區塊。傳輸方式、同步位元的資訊就可藉此區塊傳遞，每個傳輸參數訊號資訊位元所代表的意義如表 1.2 所示。因此在每個接收符元完成頻率同步後，藉由匹配同步位元組 (Synchronization Word, S_1 - S_{16}) 可以估計符元在一個碼框的開頭。

表 1.2 傳輸參數訊號

Bit number	Purpose/Content
s_0	Initialization
$s_1 - s_{16}$	Synchronization word
$s_{17} - s_{22}$	Length indicator
s_{23}, s_{24}	Frame number
s_{25}, s_{26}	Constellation
s_{27}, s_{28}, s_{29}	Hierarchy information
s_{30}, s_{31}, s_{32}	Code rate, HP stream
s_{33}, s_{34}, s_{35}	Code rate, LP stream
s_{36}, s_{37}	Guard interval
s_{38}, s_{39}	transmission mode
$s_{40} - s_{53}$	Reserved for future use
$s_{54} - s_{67}$	Error protection

1.2 DAB 系統簡介

歐規的數位音響廣播系統(Eureka 147 DAB System)是採用正交分頻多工傳輸技術來傳送訊號。由於正交分頻多工傳輸技術的特性，特別是可抵抗碼際干擾，因此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。

1.2.1 傳輸訊號及碼框結構

此系統方塊圖如圖 1.2 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。

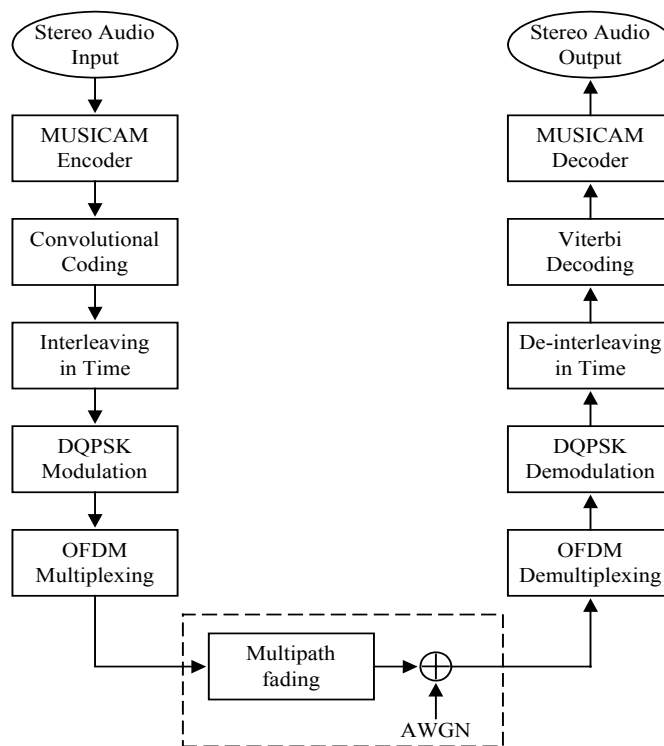


圖 1.2 Eureka 147 數位音響廣播系統方塊圖

而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)[12][13],如圖 1.3 所示。

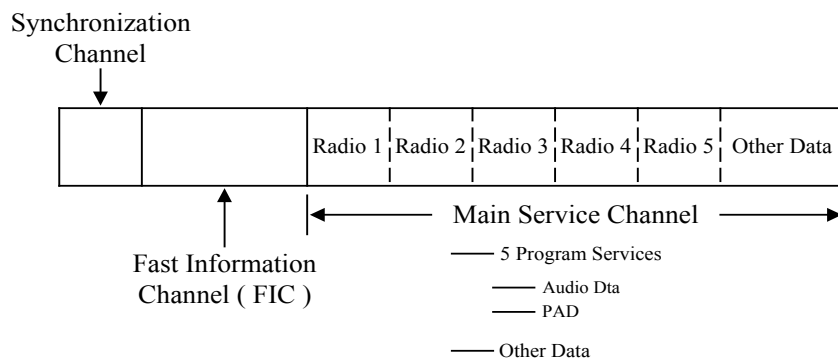


圖 1.3 數位音響廣播系統之多工碼框圖

其中同步頻道提供同步、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。

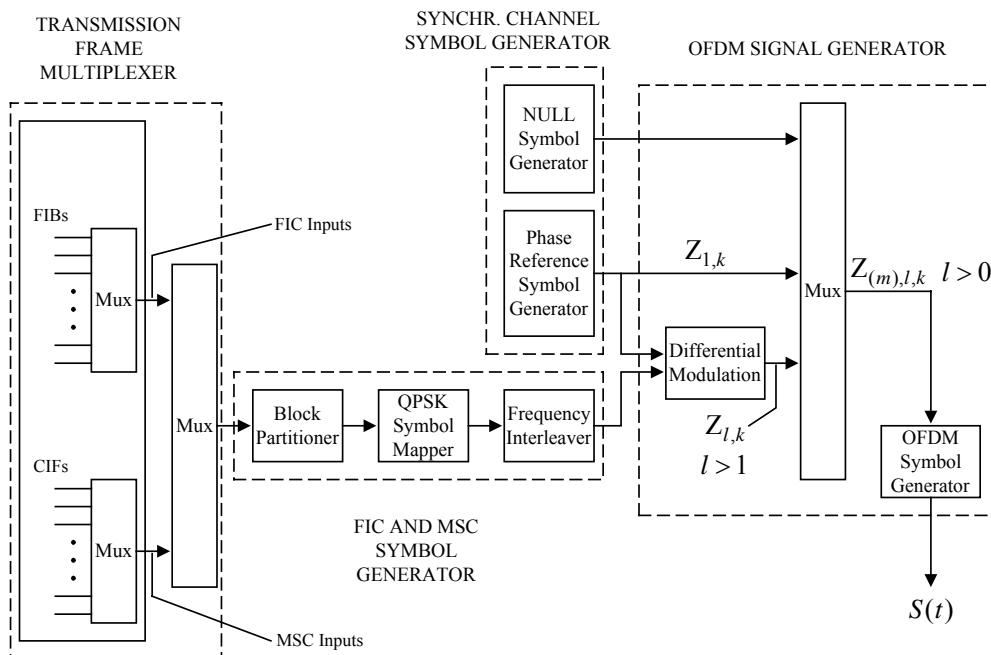


圖 1.4 數位音響廣播系統主要訊號產生器之方塊圖

三種頻道的資料可經由圖 1.4 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:

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

$$g_{k,l}(t) = \begin{cases} 0 & \text{for } l = 0 \\ e^{\frac{j2\pi k(t-T_g)}{T_U}} \cdot \text{Rect}\left(\frac{t}{T_{\text{SYM}}}\right) & \text{for } l = 1, 2, 3, \dots, L \end{cases} \quad (1.7)$$

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

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； $\text{Rect}\left(\frac{t}{T_{\text{SYM}}}\right)$ 是一個寬度為 T_{SYM} 的方波； $Z_{m,l,k}$ 為第 m 個碼框的第 l 個符元上第 k 個次載波所載的差分四相移鍵調變複數資料(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 1.3 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 公里，所以可以應用於所謂的單一頻率網路(Single Frequency Network, SFN)。

表 1.3 四種傳輸模式的相關參數表

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

1.3 DVB-T 通道估測

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[2][3]，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 1.5 是一個簡化的 OFDM 接收機架構：

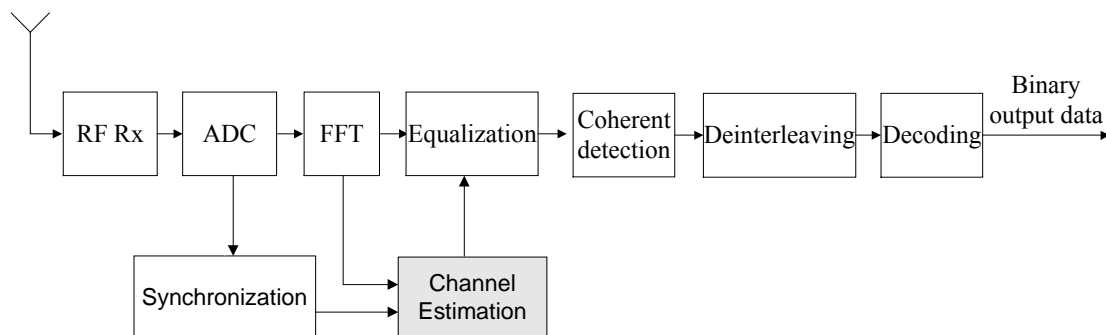


圖 1.5 簡化之 OFDM 同調解調接收端架構

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)。

1.4 數位音響廣播與數位影像廣播地面廣播系統之整合

由前面介紹已知這兩種系統之架構，可知 DAB 與 DVB-T 之運作有甚多相

似之處，因此利用函式共用之原理可將這兩種系統整合，如圖 1.6 所示。由圖 1.6 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。詳細的整合方法我們將在第 5 章有詳細的討論。

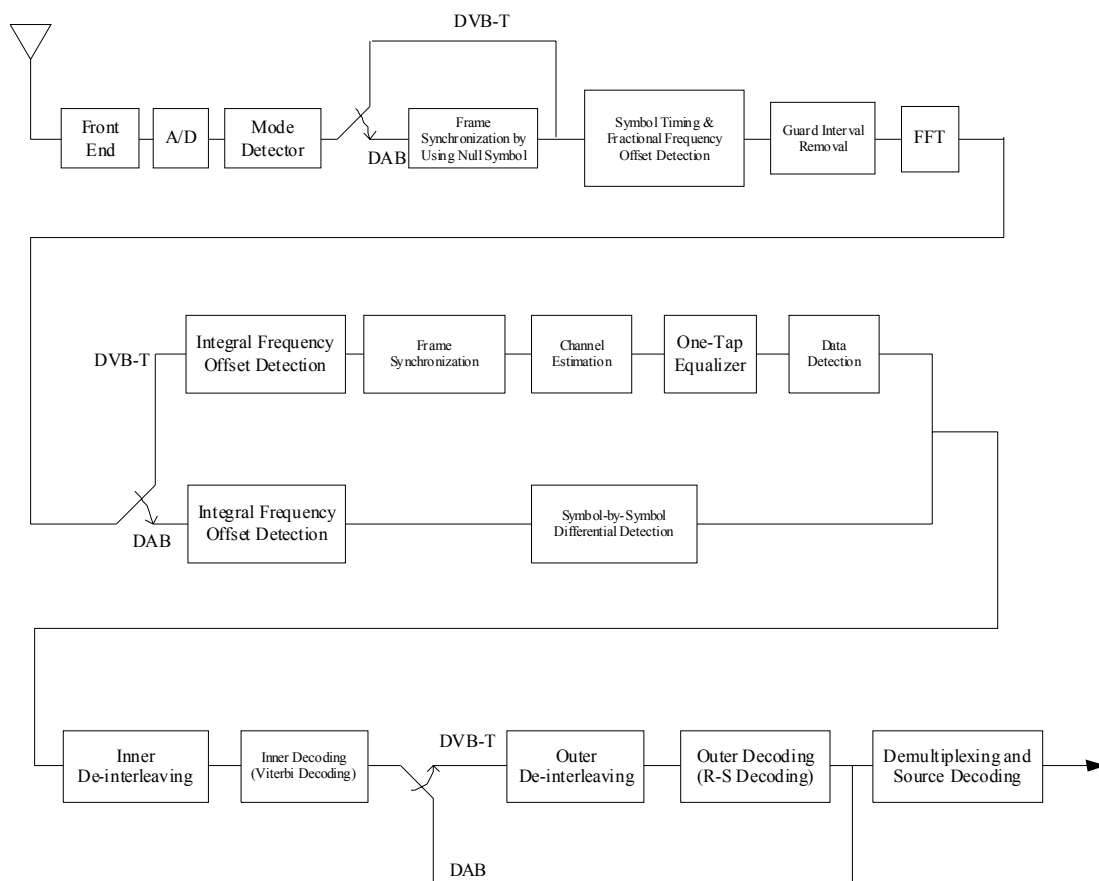


圖 1.6 DAB 與 DVB-T 系統整合之接收機架構圖

2 DVB-T 通道估測方法

2.1 傳輸通道之描述

多重路徑是造成無線通訊之接收訊號失真的主要因素，它是來自於傳輸訊號經過周遭環境物體反射所造成。通道特性可經由量測通道延遲方均根值（Root Mean Square Value of Delay Spread）得知，通道延遲之方均根值是一個很適合用來描述通道特徵的數值，其倒數和通道的同調頻寬（Coherent Bandwidth）成正比。所謂的同調頻寬，經常被定義為頻域上兩個不同頻率的訊號彼此能夠維持相關係數（Correlation Coefficient）大於 0.9 的最大頻率差。加上接收端或傳送端的移動，會造成通道隨著時間而有增強減弱的情形，此情形稱為通道的衰變（Fading）。

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

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

2.1.1 寬頻傳輸訊號之通道模型

一個寬頻傳輸訊號之通道模型可用多重路徑延遲來表示：

$$h(t, \tau) = \sum_{i=0}^{L-1} r_i(t) \delta(\tau - \tau_i) \quad (2.1)$$

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

$$r_i(t) = \sum_{n=0}^{N-1} A_{i,n}(t) e^{j\phi_{i,n}(t)} \quad (2.2)$$

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

2.1.2 窄頻傳輸之通道模型

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

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{N} e^{-\frac{r^2}{2N}} & r \geq 0 \\ 0 & r < 0 \end{cases} \quad (2.3)$$

N 為其變異數 (variance)

使用 Jake's Model 可以近似 Rayleigh 分佈，很適合用來描述一個窄頻傳輸的通道模型。一個基頻等效 (Equivalent Baseband) 的窄頻衰變模型 (Narrow Band Fading Profile) 可以表示成來自 N 個方向之複數訊號和：

$$\begin{aligned} T(t) &= A_i(t) e^{j\theta_i(t)} \\ &= \frac{E_0}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j[w_n t \cos \alpha_n + \phi_n]} \quad , \quad w_n = 2\pi f_n \end{aligned} \quad (2.4)$$

$A_i(t)$ 是振幅在時間 t 的衰變， $\theta_i(t)$ 是隨機相位 (Random Phase)， E_0 是 $T(t)$ 的平均功率； f_n ， α_n ， ϕ_n 分別是第 n 個路徑的最大都卜勒 (Doppler) 頻率偏移量，入射角度，入射方向訊號之相位。假設 α_n 和 ϕ_n 在 $[0, 2\pi]$ 內均勻分佈 (Uniform Distribution)，只要 N 夠大，上式之振幅就可近似於 Rayleigh 分佈 (Distribution)。

2.1.3 通道模型

利用 2.1.1 節和 2.1.2 節中所介紹的通道模型，可模擬出寬頻傳輸之通道。假設共有 L 個路徑，每個路徑的延遲為 τ_i ，下圖就是一個利用時變 (Time variant) 濾波器所模擬的多重路徑衰變通道：

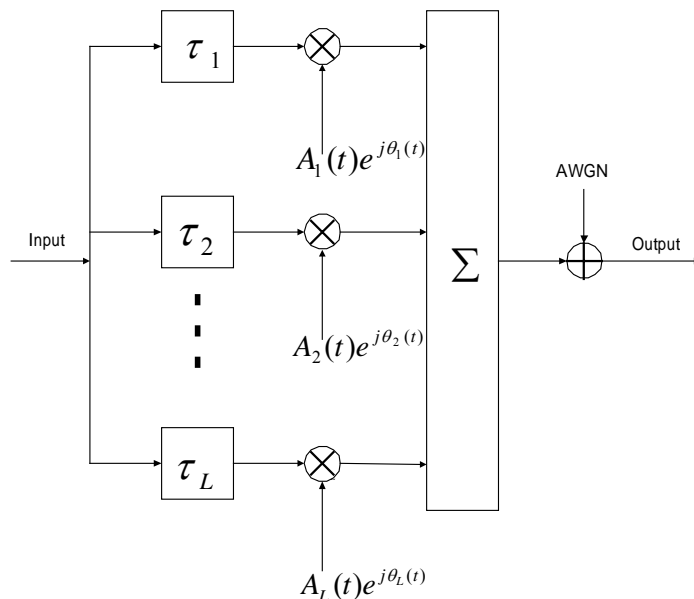


圖 2.1 產生多重路經衰變通道之模型

2.2 利用領航訊號通道估測方法

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。

2.2.1 領航訊號之放置

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：

$$\begin{cases} P[k] & k = k_q = q \cdot S_f, \quad q = 0, 1, 2, \dots, \frac{N}{S_f} - 1 \\ D[k] & k \neq k_q, \quad 0 \leq k \leq N-1 \end{cases} \quad (2.5)$$

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 $H[k]$ 作乘績。假設符元時間及載波頻率偏移

的同步動作皆完成的情況下，第 k 個次載波位置上的接收訊號為：

$$\begin{cases} P[k] \cdot H[k] & k = k_q = q \cdot S_f, q = 0, 1, 2, \dots, \frac{N}{S_f} - 1 \\ D[k] \cdot H[k] & k \neq k_q, \quad , 0 \leq k \leq N-1 \end{cases} \quad (2.6)$$

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

$$\tilde{H}[k] = \begin{cases} H[k] & k = k_q = q \cdot S_f, q = 0, 1, 2, \dots, \frac{N}{S_f} - 1 \\ 0 & k \neq k_q, \quad , 0 \leq k \leq N-1 \end{cases} \quad (2.7)$$

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：

$$\frac{1}{S_f \cdot \Delta f} > \tau_{MAX} \cdot T \Rightarrow \frac{N}{S_f} > \tau_{MAX} \quad (2.8)$$

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，而 T 為訊號的取樣時間。

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：

$$\frac{1}{S_t \cdot T_{SYM}} > 2f_{d,MAX} \quad (2.9)$$

T_{SYM} 是一個完整 OFDM 符元的時間， $f_{d,MAX}$ 則是最大都卜勒頻率偏移量。圖

2.2 為放置參考次載波訊號的例子，實心點為參考次載波訊號而空心點為資料次載波訊號，此例中 S_f 為 4 而 S_t 為 5，如下所示：

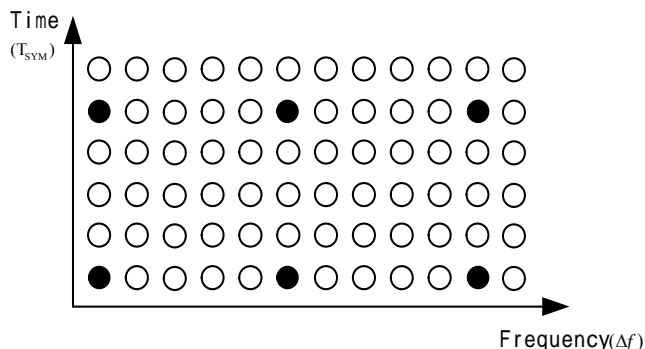


圖 2.2 參考訊號在時間軸及頻率軸上放置情形的示意圖

如此每 S_t 個完整 OFDM 符元時間估計一次通道響應，且在這些 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_t 值外，利用二維內插法(Two-Dimensional Interpolation)[4][5]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_t 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 (2.8) 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_t 為 1 而 S_f 縮小為 3，此時就可以滿足等式 (2.8)。這個方法我們將在下一節說明。

2.2.2 一維通道估測

2.2.2.1 一維線性內插法[17]

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：

$$H[k] = H[i \cdot S_f] + \{H[(i+1) \cdot S_f] - H[i \cdot S_f]\} \cdot \frac{k - i \cdot S_f}{S_f} \quad \text{for } i \cdot S_f \leq k \leq (i+1) \cdot S_f \quad (2.10)$$

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。

2.2.2.2 一維快速傅立葉轉換內插法 (I) [6,7,8]

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} ：

$$\tilde{H} = \{ H[0], 0, \dots, 0, H[S_f], 0, \dots, 0, H[2S_f], 0, \dots, 0, H[(\frac{N}{S_f} - 1)S_f], 0, \dots, 0 \} \quad (2.11)$$

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(2.11)經過反離散傅立葉轉換(至時域)，可以得到 S_f 個等距且重複出現的訊號，其大小等於真實通道脈衝響應的 $1/S_f$ ，以下將會說明這個特性。 $H[k]$ 是完整的通道頻率響應， $h(n)$ 則是通道時域上的脈衝響應；而 $\tilde{H}[k]$ 則是通道頻率響應的取樣訊號， $\tilde{h}(n)$ 則是通道時域上的脈衝響應取樣訊號。其中訊號在時域和頻域之間的關係如下所示：

$$h(n) \xrightarrow{\text{DFT}} H[k], \quad \tilde{h}(n) \xrightarrow{\text{DFT}} \tilde{H}[k] \quad (2.12)$$

而 $H[k]$ 和 $\tilde{H}[k]$ 的關係和等式(2.7)相似，如下所示：

$$\tilde{H}[k] = \begin{cases} H[k] & \text{for } k = a + q \cdot S_f, \quad q = 0, 1, 2, \dots, \frac{N}{S_f} - 1 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2.13)$$

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：

$$\begin{aligned} \tilde{h}(n) &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \tilde{H}[k] \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}kn} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{q=0}^{\frac{N}{S_f}-1} H[a + q \cdot S_f] \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}(a+q \cdot S_f)n} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{q=0}^{\frac{N}{S_f}-1} \sum_{x=0}^{N-1} h(x) \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}(a+q \cdot S_f)x} \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}(a+q \cdot S_f)n} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{x=0}^{N-1} h(x) \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}a(x-n)} \sum_{q=0}^{\frac{N}{S_f}-1} e^{-j\frac{2\pi}{N}q \cdot S_f(x-n)} \end{aligned} \quad (2.14a)$$

此等式由兩層加法組成，後面的那層加法可以化簡如下：

$$\begin{aligned} \therefore \frac{1}{S_f} \sum_{q=0}^{S_f-1} e^{-j \frac{2\pi}{N} q \cdot x} &= \begin{cases} 1 & \text{for } x = z \cdot \frac{N}{S_f} \quad (z \text{ is an integer}) \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \\ &= \sum_{z=0}^{S_f-1} \delta\left(\left(x - z \cdot \frac{N}{S_f}\right)_N\right) \end{aligned} \quad (2.14b)$$

$$\begin{aligned} \therefore \sum_{q=0}^{S_f-1} e^{-j \frac{2\pi}{N} q \cdot S_f(x-n)} &= \sum_{q=0}^{S_f-1} e^{-j \frac{2\pi}{N} q \cdot (x-n)} = \frac{N}{S_f} \sum_{z=0}^{S_f-1} \delta\left(\left(x-n - z \cdot \frac{N}{S_f}\right)_N\right) \end{aligned} \quad (2.14c)$$

將等式 (2.14c) 代入等式 (2.14b) 中，等式 (2.14a) 可以繼續化簡為：

$$\begin{aligned} \tilde{h}(n) &= \frac{1}{N} \sum_{x=0}^{N-1} h(x) \cdot e^{-j \frac{2\pi}{N} a(x-n)} \sum_{q=0}^{S_f-1} e^{-j \frac{2\pi}{N} q \cdot S_f(x-n)} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{x=0}^{N-1} h(x) \cdot e^{-j \frac{2\pi}{N} a(x-n)} \frac{N}{S_f} \sum_{z=0}^{S_f-1} \delta\left(\left(x-n - z \cdot \frac{N}{S_f}\right)_N\right) \\ &= \frac{1}{S_f} \sum_{z=0}^{S_f-1} h\left(\left(n + z \cdot \frac{N}{S_f}\right)_N\right) \cdot e^{-j \frac{2\pi}{S_f} a z} \end{aligned} \quad (2.14d)$$

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 (2.8)，即是要確保通道的最大延遲時間在有效符元長度的 $1/S_f$ 以內。

圖 2.3 是上述方法的示意圖。圖 2.3 (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 2.3 (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 2.3 (c) 所示。由圖 2.3 (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。

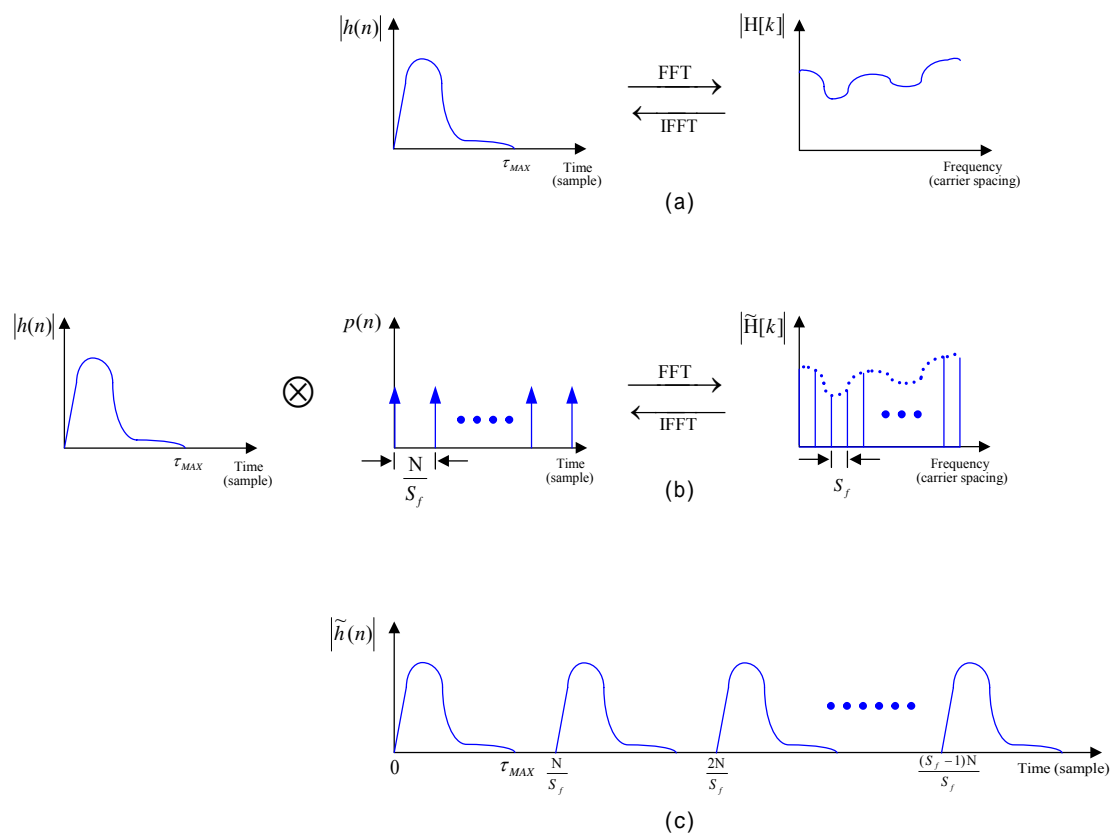


圖 2.3 (a)完整通道響應 (b)通道響應的取樣過程 (c)通道脈衝響應之取樣訊號

2.2.2.3 一維快速傅立葉轉換內插法 (II) [9,10,11]

在此我們將介紹另一種利用離散傅立葉轉換特性之通道估計方法。如同在上節所描述，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 (2.12) 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：

$$\tilde{H}'[k] = H[a + q \cdot S_f] \quad \text{for } q = 0, 1, 2, \dots, \frac{N}{S_f} - 1 \quad (2.15)$$

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

散傅立葉轉換之結果 $\tilde{h}'(n)$ 如下所示：

$$\begin{aligned} \tilde{h}'(n) &= \frac{1}{S_f} \sum_{k=0}^{\frac{N}{S_f}-1} \tilde{H}'[k] \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}kn} = \frac{1}{S_f} \sum_{q=0}^{\frac{N}{S_f}-1} H[a + q \cdot S_f] \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}(a+q \cdot S_f)n} \\ &= \frac{1}{S_f} \sum_{q=0}^{\frac{N}{S_f}-1} \sum_{x=0}^{N-1} h(x) \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}(a+q \cdot S_f)x} \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}(a+q \cdot S_f)n} \\ &= \sum_{x=0}^{N-1} h(x) \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}a(x-n)} \cdot \frac{1}{S_f} \sum_{q=0}^{\frac{N}{S_f}-1} e^{-j\frac{2\pi}{N}q \cdot S_f(x-n)} \end{aligned} \quad (2.16a)$$

將等式 (2.14c) 代入等式 (2.16a) 中，等式 (2.16a) 可以繼續簡化為：

$$\begin{aligned} \tilde{h}'(n) &= \sum_{x=0}^{N-1} h(x) \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}a(x-n)} \cdot \frac{1}{S_f} \sum_{q=0}^{\frac{N}{S_f}-1} e^{-j\frac{2\pi}{N}q \cdot S_f(x-n)} \\ &= \sum_{x=0}^{N-1} h(x) \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}a(x-n)} \sum_{z=0}^{S_f-1} \delta\left(\left(x-n-z \cdot \frac{N}{S_f}\right)_N\right) \\ &= \sum_{z=0}^{S_f-1} h\left(\left(n+z \cdot \frac{N}{S_f}\right)_N\right) e^{-j\frac{2\pi}{S_f}az} \\ &= h(n) \quad \text{for } n = 0, 1, 2, \dots, \frac{N}{S_f} - 1 \text{ and } \tau_{MAX} < \frac{N}{S_f} \end{aligned} \quad (2.16b)$$

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

(2.16b) 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。

2.2.3 二維通道估測

2.2.3.1 二維快速傅立葉轉換內插法[4,5,6]

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 2.2 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。

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：

$$H[m,n] \xrightarrow{2D-IDFT} h(k,l) \quad (2.17a)$$

其中 $H[m,n]$ 和 $h(k,l)$ 的數學關係式為：

$$H[m,n] = \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{l=0}^{N-1} h(k,l) \cdot e^{-j\frac{2\pi}{M}mk} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}nl} \quad (2.17b)$$

$$h(k,l) = \frac{1}{M \cdot N} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} H[m,n] \cdot e^{j\frac{2\pi}{M}mk} \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}nl} \quad (2.17c)$$

等式 (2.17b) 及 (2.17c) 是二維離散傅立葉轉換及二維反離散傅立葉轉換的關係式。這兩個等式是將 M 個符元當作一個區塊來處理，每個符元共有 N 個次載波。將這個區塊訊號中領航次載波位置上的量值取出當作二維通道響應的估計值且其它次載波位置上的量值補零，則可以得到另一個區塊訊號 $\tilde{H}[m,n]$ 。這個區

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

$$\tilde{H}[m,n] = \begin{cases} H[m,n] & \text{for } m = pS_t, n = qS_f, p = 0, 1, \dots, \frac{M}{S_t} - 1, q = 0, 1, \dots, \frac{N}{S_f} - 1 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2.18)$$

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

$$\begin{aligned}
\tilde{h}(k,l) &= \frac{1}{M \cdot N} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} \tilde{H}[m,n] \cdot e^{j\frac{2\pi}{M}mk} \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}nl} \\
&= \frac{1}{M \cdot N} \sum_{p=0}^{\frac{M-1}{S_t}} \sum_{q=0}^{\frac{N-1}{S_f}} H[pS_t, qS_f] \cdot e^{j\frac{2\pi}{S_t}pk} \cdot e^{j\frac{2\pi}{S_f}ql} \\
&= \frac{1}{M \cdot N} \sum_{p=0}^{\frac{M-1}{S_t}} \sum_{q=0}^{\frac{N-1}{S_f}} \left\{ \sum_{x=0}^{M-1} \sum_{y=0}^{N-1} h(x,y) \cdot e^{-j\frac{2\pi}{S_t}px} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{S_f}qy} \right\} \cdot e^{j\frac{2\pi}{S_t}pk} \cdot e^{j\frac{2\pi}{S_f}ql} \\
&= \frac{1}{M \cdot N} \sum_{x=0}^{M-1} \sum_{y=0}^{N-1} h(x,y) \sum_{p=0}^{\frac{M-1}{S_t}} \sum_{q=0}^{\frac{N-1}{S_f}} e^{-j\frac{2\pi}{S_t}p(x-k)} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{S_f}q(y-l)}
\end{aligned} \tag{2.19a}$$

等式 (2.19a) 和等式 (2.14) 相似，可以繼續化簡。等式 (2.19a) 的後面兩個加法可以轉換如下：

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

(2.19b)

將等式 (2.19b) 代入等式 (2.19a)，則等式 (2.19a) 可以化簡為：

$$\begin{aligned}
\tilde{h}(k,l) &= \frac{1}{M \cdot N} \sum_{x=0}^{M-1} \sum_{y=0}^{N-1} h(x,y) \sum_{p=0}^{\frac{M-1}{S_t}} \sum_{q=0}^{\frac{N-1}{S_f}} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{S_t}p(x-k)} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{S_f}q(y-l)} \\
&= \frac{1}{M \cdot N} \sum_{x=0}^{M-1} \sum_{y=0}^{N-1} h(x,y) \frac{M \cdot N}{S_t \cdot S_f} \sum_{r=0}^{S_t-1} \sum_{s=0}^{S_f-1} \delta\left(\left(x-k-r \cdot \frac{M}{S_t}\right)_M, \left(y-l-s \cdot \frac{N}{S_f}\right)_N\right) \\
&= \frac{1}{S_t \cdot S_f} \sum_{r=0}^{S_t-1} \sum_{s=0}^{S_f-1} h\left(\left(k+r \cdot \frac{M}{S_t}\right)_M, \left(l+s \cdot \frac{N}{S_f}\right)_N\right)
\end{aligned} \tag{2.19c}$$

由等式 (2.19c) 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 (2.8) 和等式 (2.9) 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 $H[m,n]$ 。

2.2.3.2 串連型一維線性內插與一維快速傅立葉轉換內插法[17]

基於離散傅立葉轉換的二維內插法可以較準確地掌握隨時間而改變的通道，但二維離散傅立葉轉換的計算量相當龐大，相對地硬體架構也較複雜。在運算量、複雜度等成本的考量下，利用離散傅立葉轉換的二維內插法較不易實現。

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

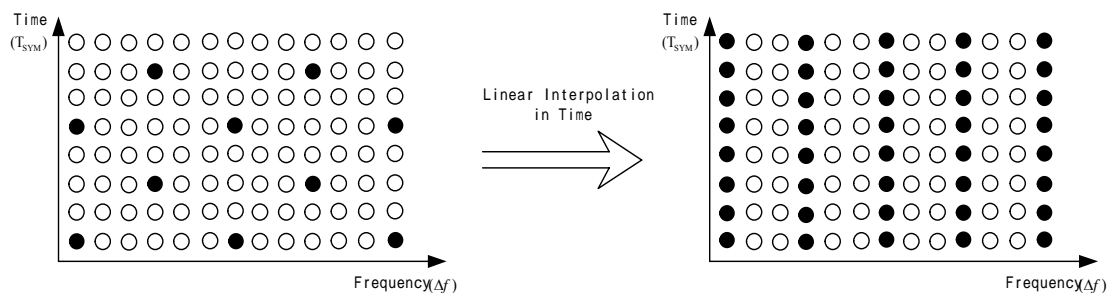


圖 2.4 時間軸上先做內插法的通道響應取樣訊號示意圖

2.2.4 適應性估計通道方法

2.2.4.1 線性最小均方差通道估測法 [18,19]

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

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

$$E\{\|KY - H_{real}\|^2\} \quad (2.20)$$

所謂線性最小均方差就是找出一 K 值使得式(2.20)最小，即 $\min E\{\|KY - H_{real}\|^2\}$ ，由[15]可解得：

$$\hat{H}_{LMMSE} = KY = R_{HY} R_{YY}^{-1} Y \quad (2.21)$$

其中

$$\begin{aligned}
 R_{HY} &= E[HY^H] \\
 &= E[H(XH+Z)^H] \\
 &= E[H(H^H X^H + Z^H)] \\
 &= E[HH^H X^H + HZ^H] \\
 &= E[HH^H]X^H + E[HZ^H] = R_{HH}X^H
 \end{aligned} \tag{2.22}$$

$$\begin{aligned}
 R_{YY} &= E[YY^H] \\
 &= E[(XH+Z)(XH+Z)^H] \\
 &= XE[HH^H]X^H + E[ZZ^H] \\
 &= XR_{HH}X^H + \sigma_Z^2 I_N
 \end{aligned} \tag{2.23}$$

將(2.22)、(2.23)代入(2.21)可得到通道的頻率響應:

$$\begin{aligned}
 \hat{H}_{LMMSE} &= R_{HY}R_{YY}^{-1}Y \\
 &= (R_{HH}X^H)(XR_{HH}X^H + \sigma_Z^2 I_N)^{-1}Y \\
 &= R_{HH}(R_{HH} + \sigma_Z^2(X^H X)^{-1})^{-1}\hat{H}_{LS}
 \end{aligned} \tag{2.24}$$

其中 \hat{H}_{LS} 為 Least square 的通道估計。

在這個方法中我們可以看到需要知道通道的 autocorrelation，但實際上通道是未知的，我們很難去知道通道的 autocorrelation，另一方面由式 (2.22)可知這種方法隨 X 的改變必須不斷的去計算 $(X^H X)^{-1}$ 這個反矩陣的值，這將使系統變得更為複雜。因此我們在下一節要介紹的是一種改良式的線性最小均方差通道估測法，它比傳統的 LMMSE estimator 更為簡單，而且它不必事先知道通道的統計特性，這將使我們在實際的應用上更為容易。

2.2.4.2 改良式線性最小均方差通道估測法[16]

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

$$\hat{h}_{LMMSE} = \hat{h}_{LS}k \tag{2.25}$$

其中

$$\begin{aligned}
 k &= [k_0, k_1, \dots, k_{N-1}]^T \\
 \hat{h}_{LS} &= \text{diag}([\hat{h}_{LS}(0), \hat{h}_{LS}(1), \dots, \hat{h}_{LS}(N-1)])
 \end{aligned} \tag{2.26}$$

因此，可計算出均方誤差為

$$\begin{aligned}\varepsilon &= E[\|h - \hat{h}_{LS}k\|^2] \\ &= E[(h - \hat{h}_{LS}k)^H (h - \hat{h}_{LS}k)]\end{aligned}\quad (2.27)$$

同理我們們要找出一 k 使得估計通道與真實通道間的均方誤差(ε)最小

$$\begin{aligned}\nabla_{k^*}(\varepsilon) &= \nabla_{k^*} \left\{ E[(h - \hat{h}_{LS}k)^H (h - \hat{h}_{LS}k)] \right\} \\ &= -E[\hat{h}_{LS}^H (h - \hat{h}_{LS}k)] \\ &= -E[\hat{h}_{LS}^H h] + E[\hat{h}_{LS}^H \hat{h}_{LS}]k\end{aligned}\quad (2.28)$$

令式(2.28)為零， $\nabla_{k^*}(\varepsilon) = 0$ 可得

$$k = \{E[\hat{h}_{LS}^H \hat{h}_{LS}]\}^{-1} E[\hat{h}_{LS}^H h]\quad (2.29)$$

其中

$$\begin{aligned}E[\hat{h}_{LS}^H \hat{h}_{LS}] &= E[\text{diag}(h+z)^H \text{diag}(h+z)] \\ &= E[\text{diag}(h)^H \text{diag}(h)] + E[\text{diag}(z)^H \text{diag}(z)] \\ &= \text{diag}([E\{|h_0|^2\} + \sigma_z^2, E\{|h_1|^2\} + \sigma_z^2, \dots, E\{|h_{N-1}|^2\} + \sigma_z^2])\end{aligned}\quad (2.30)$$

$$\begin{aligned}E[\hat{h}_{LS}^H h] &= E[\text{diag}(h+z)^H h] \\ &= E[\text{diag}(h)^H h] \\ &= [E\{|h_0|^2\}, E\{|h_1|^2\}, \dots, E\{|h_{N-1}|^2\}]^T\end{aligned}\quad (2.31)$$

將式(2.30)、式(2.31)代入式(2.29)，可得

$$\begin{aligned}k &= \{E[\hat{h}_{LS}^H \hat{h}_{LS}]\}^{-1} E[\hat{h}_{LS}^H h] \\ &= \left[\frac{E\{|h_0|^2\}}{E\{|h_0|^2\} + \sigma_z^2}, \frac{E\{|h_1|^2\}}{E\{|h_1|^2\} + \sigma_z^2}, \dots, \frac{E\{|h_{N-1}|^2\}}{E\{|h_{N-1}|^2\} + \sigma_z^2} \right]^T\end{aligned}\quad (2.32)$$

假設通道和雜訊為 uncorrelated，即 $E\{|h|^2\} \approx \hat{h}_{LS}^2 - \hat{\sigma}_z^2$ ，代入(2.32)可得

$$k' = \left[\frac{E\{|h_0^{LS}|^2\} - \sigma_z^2}{E\{|h_0^{LS}|^2\}}, \frac{E\{|h_1^{LS}|^2\} - \sigma_z^2}{E\{|h_1^{LS}|^2\}}, \dots, \frac{E\{|h_{N-1}^{LS}|^2\} - \sigma_z^2}{E\{|h_{N-1}^{LS}|^2\}} \right]^T\quad (2.33)$$

為避免負值的出現，將(2.33)改寫為

$$k_{sub-optimum} = \left[\frac{E\{|h_0^{LS}|^2\}}{E\{|h_0^{LS}|^2\} + \sigma_z^2}, \frac{E\{|h_1^{LS}|^2\}}{E\{|h_1^{LS}|^2\} + \sigma_z^2}, \dots, \frac{E\{|h_{N-1}^{LS}|^2\}}{E\{|h_{N-1}^{LS}|^2\} + \sigma_z^2} \right]^T \quad (2.34)$$

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

$$\hat{\sigma}_z^2 = \frac{1}{N - N_g} \sum_{n=N_g}^{N-1} |\hat{h}_{LS}(n)|^2 \quad (2.35)$$

由式(2.34)可看到, 這種改良式的線性最小均方差通道估測方法我們只需要知道 least square 的通道估測和雜訊的能量, 如此一來即可大大的簡化計算的複雜度。在這樣的方法中, 我們假設 $\hat{h}_{LMMSE} = \hat{h}_{LS}k$, 這可以看成是將 \hat{h}_{LS} 經過一個 one-tap 的濾波器所得到的結果, 我們知道 $h_{real} = \hat{h}_{LS} + z$, 也就是說傳統的 least square 通道估計是無法有效濾除雜訊的干擾的, 因此我們將它再經過一個 one-tap 濾波器”k”做濾波, 如此一來可以更進一步的抵抗雜訊所造成的干擾, 由式(2.34)可看出 k 其實就是一個加權值, 當雜訊的能量相較於通道的能量越大時, 其所得的加權值越小, 反之則相反。因此這種方法將比 least square estimation 的方法更能有效的抵抗雜訊, 而且它的複雜度並不比 least square 的方法高出許多。

2.2.4.3 通道路徑的選擇(Path Selection)

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

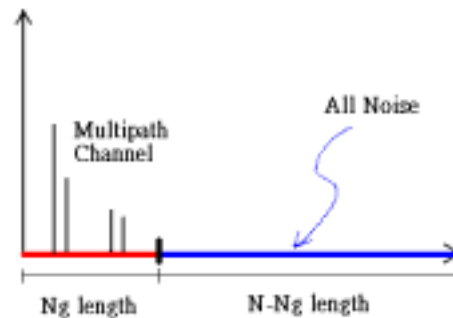


圖 2.5 通道之最大延遲小於等於時間護衛

在 2.2.2.2 節或 2.2.3.1 節中所提到的基於快速傅立葉轉換內差法中，估出的通道在時域是重覆的出現的，如同圖 2.6 所示：

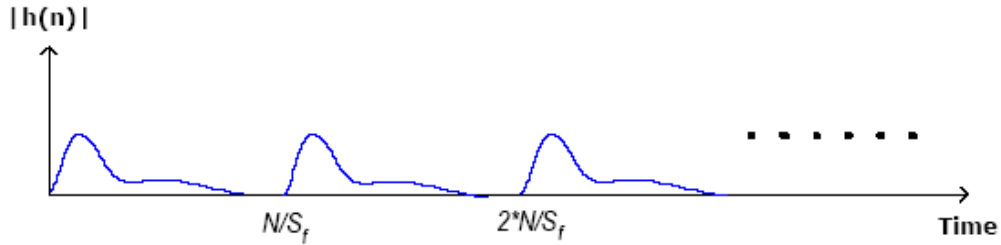


圖 2.6 取樣後訊號經過反離散傅立葉轉換之結果：出現 S_f 組大小變為原本頻率響應 $1/S_f$ 的訊號

因此，在做路徑選擇時，第一步我們必需先將 $t > \frac{N}{S_f}$ 的點其值設為 0，儘管如此，通道中 $t < \frac{N}{S_f}$ 的值還是有可能包含雜訊，因此，我們可以用一個簡單的方法來判別，首先，在 $t < \frac{N}{S_f}$ 的點中找出一最大值的路徑，利用這最大的值我設定一門檻值，當路徑的能量小於這個門檻值時，該路徑即被視為是雜訊，反之則視為通道，因此，式 2.35 可以改寫成

$$\hat{\sigma}_z^2 = \frac{1}{N/S_f - L} \sum_{n \neq l} |\hat{h}_{LS}(n)|^2 \quad (2.36)$$

其中 L 為選中為 path 的總數，l 則為選中 path 的 index。

因此將通道路徑的選擇應用在式(2.34)可得

$$k_l = \left[\frac{E\{|h_{l_0}^{LS}|^2\}}{E\{|h_{l_0}^{LS}|^2\} + \sigma_z^2}, \frac{E\{|h_{l_1}^{LS}|^2\}}{E\{|h_{l_1}^{LS}|^2\} + \sigma_z^2}, \dots, \frac{E\{|h_{l_{L-1}}^{LS}|^2\}}{E\{|h_{l_{L-1}}^{LS}|^2\} + \sigma_z^2} \right]^T \quad (2.37)$$

因此整個改良式線性最小均方差通道估測法的流程圖可由圖 2.7 所表示

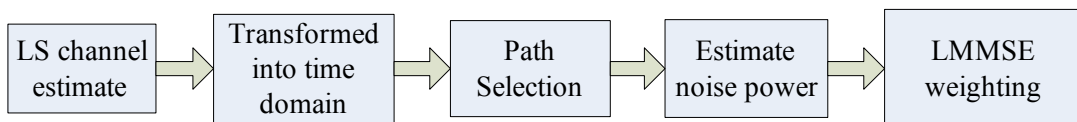


圖 2.7 改良式線性最小均方差通道估測法

2.2.5 用於 DVB-T 系統的通道估測法

數位影像廣播系統利用每個符元中的散射領航訊號來估計通道：

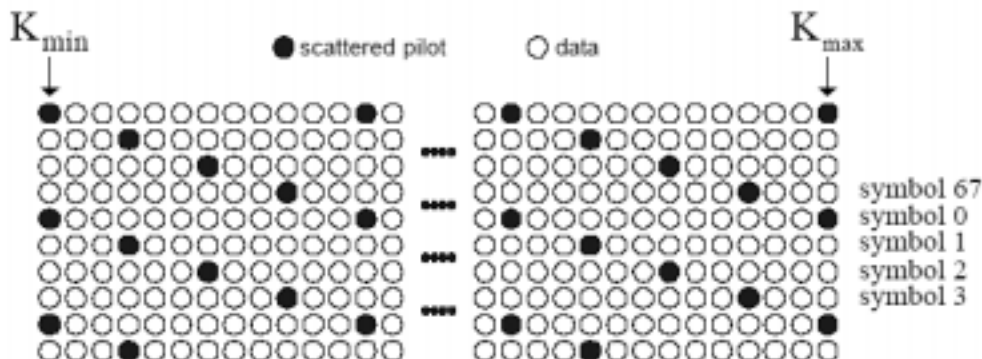


圖 2.8 數位影像廣播系統散射領航訊號之排列

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

2.2.5.1 一維快速傅立葉轉換內插法

圖 2.9 為接收端一維快速傅立葉轉換通道估計示意圖，假設在接收端碼框位置及頻率皆已同步。

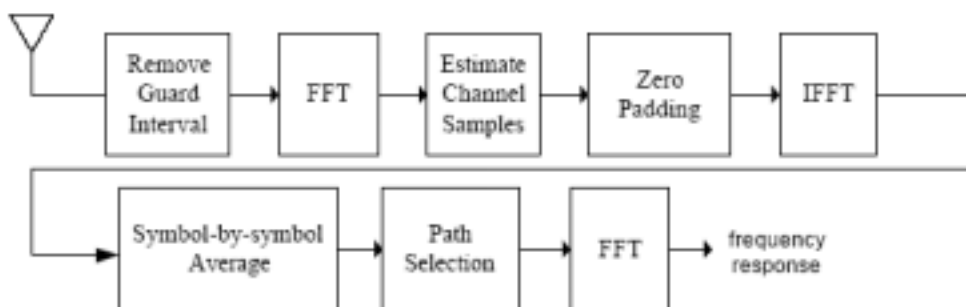


圖 2.9 基於一維快速傅立葉轉換之通道估計

首先必須估計出所有領航訊號上的通道取樣，其他非散射領航訊號位置的值

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

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

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

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

2.2.5.2 二維快速傅立葉轉換內插法

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

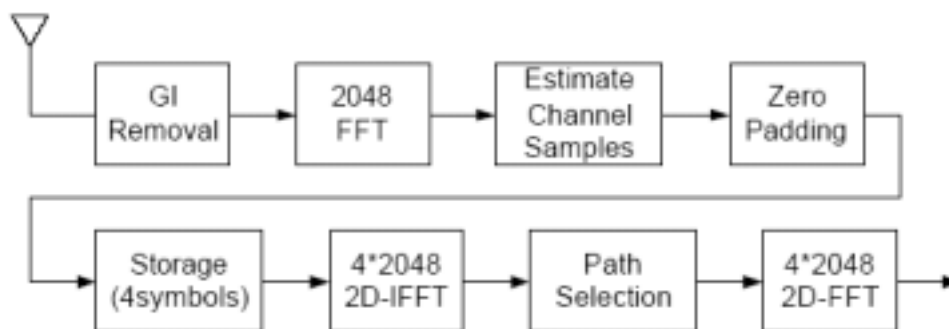


圖 2.10 基於二維快速傅立葉轉換之通道估計

二維內插法和一維內插法的觀念類似，首先估計出每個符元中所有散射領航訊號位置的通道響應值，其他位置設為0，重複上述步驟直到得到一個完整的區塊 (四個符元)，再對整個區塊作二維反快速散傅立葉轉換，經過轉換後的訊號也會有12 個重複出現的波形。取出第一取樣區間的訊號，再經由類似路徑選擇的動作區分出雜訊及訊號，最後經過二維快速傅立葉轉換，可以得到四個相鄰符

元的通道頻率響應。

2.2.5.3 串連一維線性內插與一維快速傅立葉轉換法

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

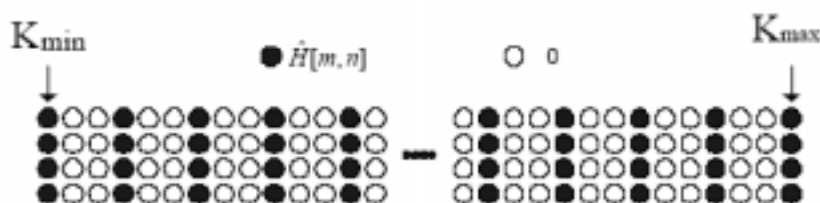


圖 2.11 經過線性內插法估計出時間軸通道響應的散射領航訊號

由上圖看出，可容忍的通道延遲由原本的 $1/12$ 增加為 $1/3$ 個有效符元長度。

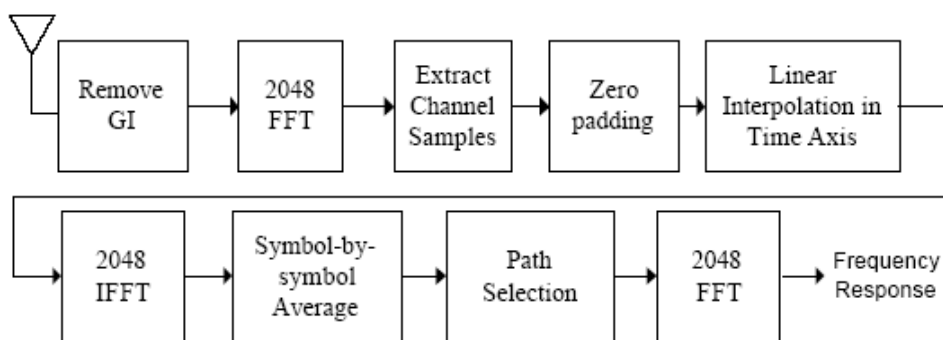


圖 2.12 兩串連一維線性內插及快速傅立葉轉換法

2.2.5.4 用於 DVB-T 系統的改良式線性最小均方差通道估測法

在 DVB-T 的標準中用的是散射領航訊號來估計通道，因此我們只能知道特定次載波位置上的 \hat{h}_{LS} ，但在 2.2.4.2 所題到的改良式線性最小均方差通道估測法卻必須知道完整的 \hat{h}_{LS} ，因此我們可以利用 2.2.3.2 節中所提到的串連型一維線性

內插與一維快速傅立葉轉換內插法方法來求得完整的 \hat{h}_{LS} ，接著再做 2.2.4.2 中的線性最小均方差通道估測法，整個流程圖如圖 2.13 所示

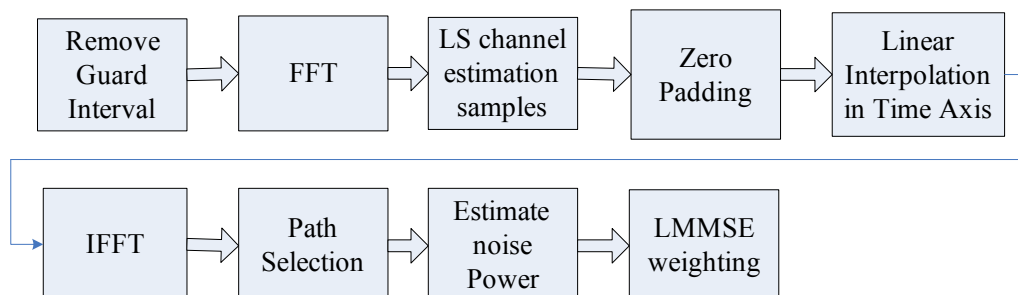


圖 2.13 用於 DVB-T 系統的改良式線性最小均方差通道估測法

3 通道等化器

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

3.1 逼零等化器

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

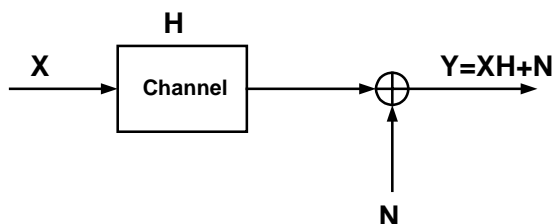


圖 3.1 傳送訊號經通道至接收端簡圖

X 表示為傳送端的傳送訊號，通道的頻域響應為 H ， N 為可加性白色高斯雜訊（AWGN）。則接收端所收到的訊號 Y 為傳送訊號乘上通道的頻域響應再加上可加性白色高斯雜訊即（3.1）。

$$Y = XH + N \quad (3.1)$$

通道等化器的主要目的是為了等化傳送訊號所受到通道影響的振幅失真。所以，我們可經由反乘通道參數，而求得傳送訊號，即如（3.2）。

$$\hat{X} = \frac{Y}{H} \quad (3.2)$$

而通道參數可以藉由第二章所提的幾個方法估得，所以實際上的通道等化器工作公式如（3.3）。

$$\hat{X} = \frac{Y}{\hat{H}} \quad (3.3)$$

由（3.3）可看出，逼零等化器的缺點是忽略可加性雜訊的影響，因此，它會造成重大的雜訊增強效果，當通道的頻域響應 H 或 \hat{H} 很小，則逼零等化器的補償帶來了大的增益，同時，雜訊也被增強了許多。

4 訊號偵測與決策器

根據本計畫 DAB 與 DVB-T 整合架構，因為二種系統所採用之調變方式不同，因此其訊號偵測與決策器的設計也不同，其架構須分開設計。DAB 系統所採用之調變方式為 $\pi/4$ 位移差分四相位移鍵($\pi/4$ -shift DQPSK)，其概念如圖 4.1 所示，因此其解調方式採取 DQPSK 對應之解調方式。DVB-T 系統所採用之調變方式有五種，分別是 QPSK、16-QAM、64-QAM、hierarchical 16-QAM 及 hierarchical 64-QAM，其中 hierarchical 16-QAM 與 hierarchical 64-QAM 之訊號功率比 16-QAM 與 64-QAM 還來得大。因此 DVB-T 系統的資料偵測與決策器根據所採用之調變方式進行對應解調，其調變及解調的方式由 TPS (transmission parameter signaling) 訊號控制。

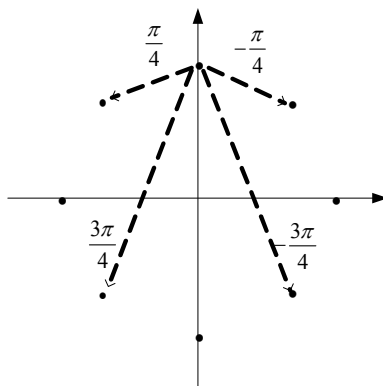


圖 4.1 $\pi/4$ -shift DQPSK signal space

4.1 DAB 系統資料偵測與決策器 (symbol-by-symbol differential detection)

在設計 DAB $\pi/4$ -shift DQPSK 解調器之前，先要對其訊號調變有所了解，其發射端之架構如圖 1.4 所示。

訊號先經 QPSK mapping，將二個位元的訊號對應到一複數訊號，QPSK 訊號接下來再與相位參考符元產生之參考相位作差分調變(differential modulation)的工作相位參考符元產生的規則如式(4.1)所示：

$$Z_{l=1,k} = \begin{cases} e^{j\phi_k}, & \text{for } -K/2 \leq k < 0 \text{ and } 0 < k \leq K/2 \\ 0, & \text{for } k = 0 \end{cases} \quad (4.1)$$

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

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

第一個資料符元與參考相位符元作差分調變，之後每個 QPSK 訊號則與前一個差分調變後的訊號作差分調變，其調變數學式如(4.2)所示，其中 Y 為 QPSK 訊號， Z 為差分調變後之訊號。

$$Z_{l,k} = Z_{l-1,k} \cdot Y_{l,k}$$

for $l = 2, 3, 4, \dots, L$ and $-K/2 \leq k \leq K/2$. (4.2)

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

在了解其調變方法後，接收端即可作 DQPSK 的解調工作，其架構如圖 4.2 所示：

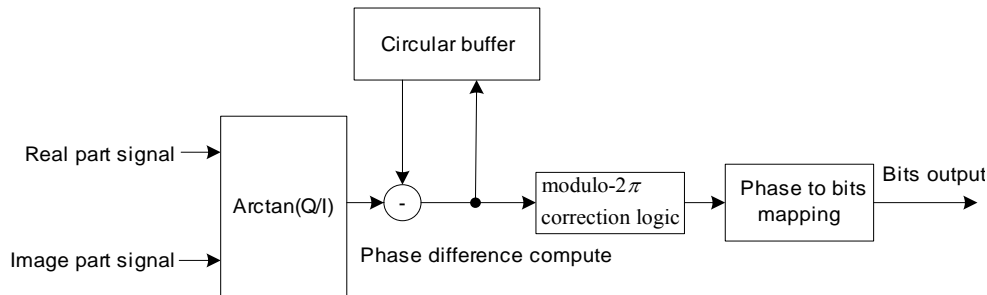


圖 4.2 Symbol-by-symbol differential detection block

由圖 4.2 可以得知，QPSK 之符元訊號先經過解調，取出其 In-phase 成份與 Quadrature 成份，計算出其相位，第一個資料符元取出之相位與相位參考符元作相減動作，其它資料符元之相位則與前一資料符元計算出之相位作相減動作，由此過程即可取出其相位差。因為相位可能會在正實數軸有包藏作用，因此須經過 -2π 相位調整，調整過之相位差即可進行相位對位元之對應，即可解出其位元資料，在此對應過程，為簡化運算複雜度，若將所接收到之相位差與座標進行比對，相位差最靠近哪一相位值，則視其為此一相位，並將對映之位元值輸出，此即為硬式決策 (hard decision) 之方法。

4.2 DVB-T 系統資料偵測與決策器

4.2.1 非資料重建 (Non Data reconstructed) 資料偵測與決策器

DVB-T 訊號的調變方式共有五種，其調變方式會記錄在 TPS 訊號內(即 s25~s29 bits)，因此經過同步及解出 TPS 訊號後，即可依照 TPS 所記載的調變方式及階層參數(hierarchical parameter)進行解調之工作。其運作方式如圖 4.3 所示。

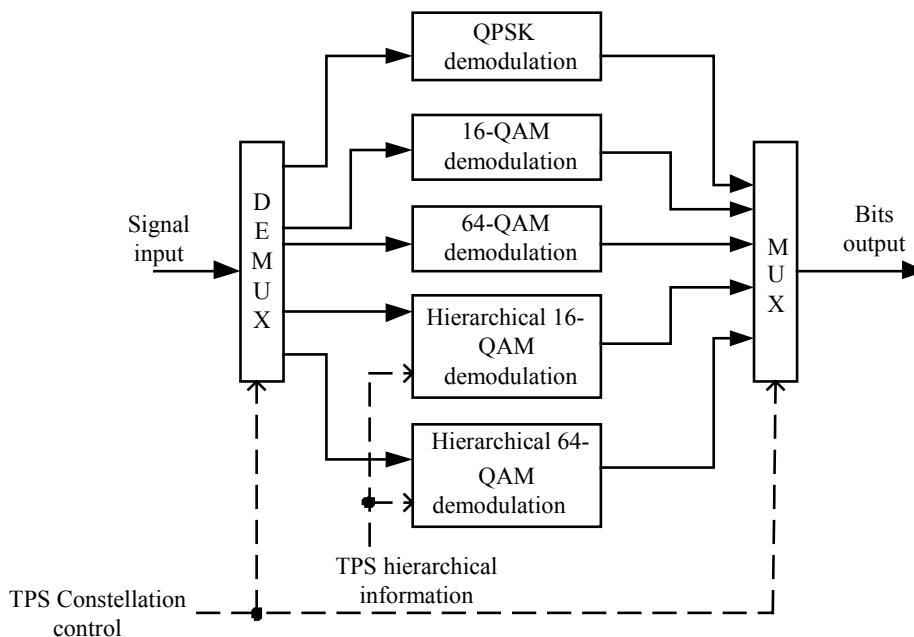


圖 4.3 DVB-T 訊號解調器

由圖 4.3 可知訊號進入解調器後，會由 TPS 訊號及階層訊號控制其解調的方式，並進行解調工作。解調後之訊號會送到下一級之內層反交錯器(inner deinterleaver) 完成之後的運算。

4.2.2 資料重建 (Data reconstructed) 資料偵測與決策器

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

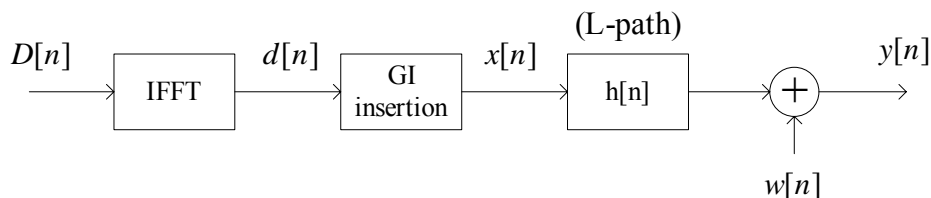


圖 4.4 正交分頻多工系統架構下傳送端及通道的影響

圖 4.4 說明正交分頻多工系統架構下輸入的資料 ($D[n]$) 經由反快速傅立葉轉換轉換到時域內 ($d[n]$)，而反快速傅立葉轉換的輸出加上護衛區間

(Guard Interval), 得到我們的發送訊號 ($x[n]$), 經過通道之後加上雜訊的影響, 即為接收訊號 ($y[n]$)。

在接收端收到的訊號 $y[n]$ 除去護衛區間後經過快速傅立葉轉換得到頻域的訊號, 通道估計所得到的通道特性 $\hat{h}[n]$, 首先用在通道等化器, 使用逼零等化器消除通道的效應而得到估計的傳送資料 $\hat{D}[n]$, 其經過反快速傅立葉轉換可獲得時域訊號 $\hat{d}[n]$, 而估計的時域傳送資料加上護衛區間後又可以得到估計的發送資料 $\hat{x}[n]$ 。估計的通道特性 $\hat{h}[n]$ 加上估計的發送資料 $\hat{x}[n]$ 可重建出每一路徑的資料, 詳細情形如下:

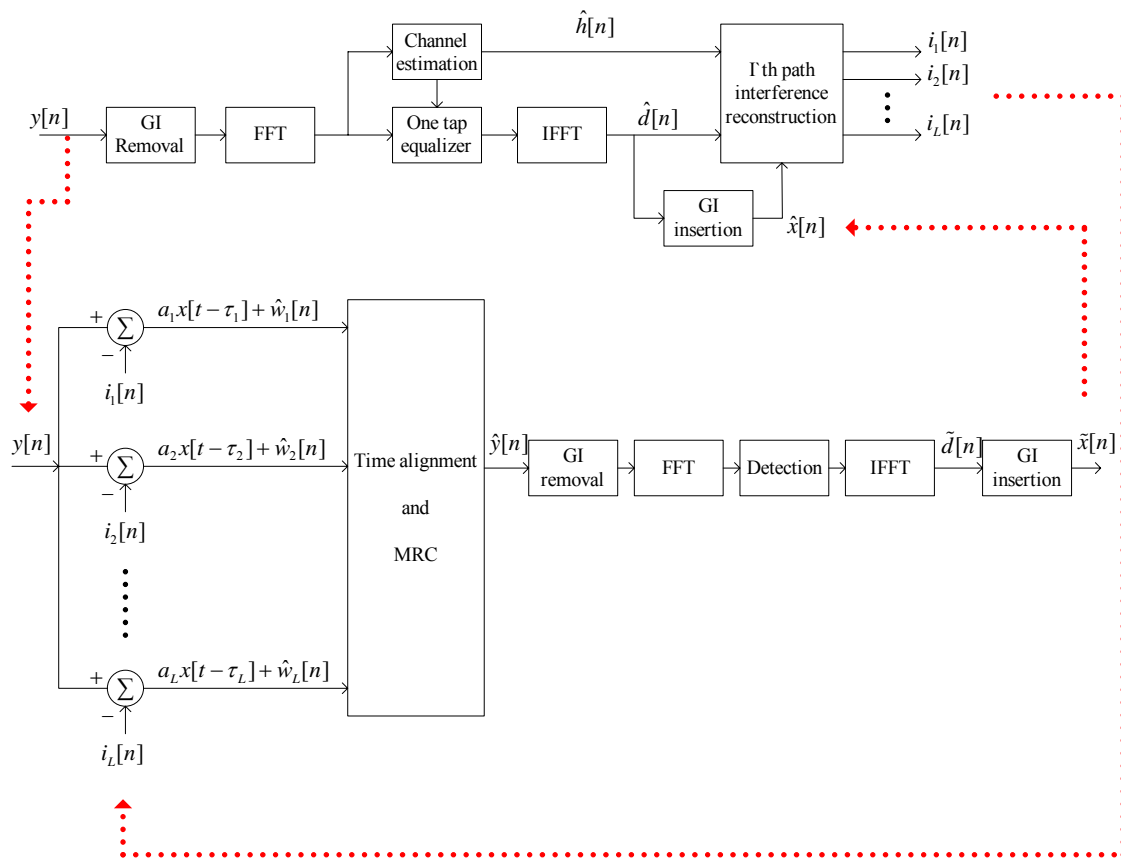


圖 4.5 正交分頻多工系統架構下接收端資料重建

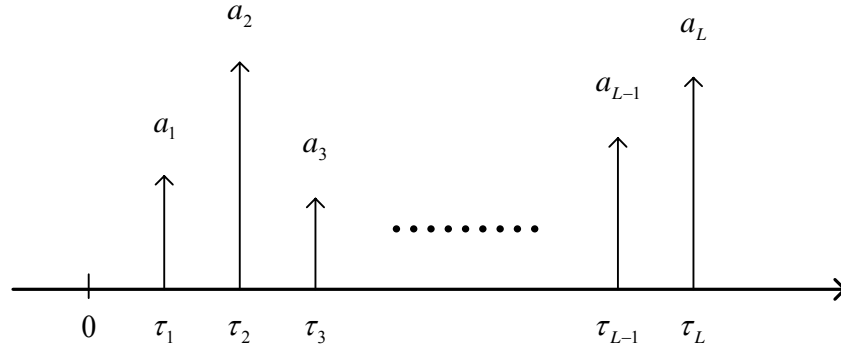


圖 4.6 通道估計所估計出的時域通道特性

接收訊號 $y[n]$ 為發送訊號乘上通道的特性加上雜訊，如 (4.3)：

$$y[n] = a_1 x[t - \tau_1] + a_2 x[t - \tau_2] + \dots + a_{L-1} x[t - \tau_{L-1}] + a_L x[t - \tau_L] + w[n] \quad (4.3)$$

重建每個路徑的干擾：

$$\begin{aligned} i_1[n] &= \hat{a}_2 \hat{x}[t - \tau_2] + \hat{a}_3 \hat{x}[t - \tau_3] + \dots + \hat{a}_{L-1} \hat{x}[t - \tau_{L-1}] + \hat{a}_L \hat{x}[t - \tau_L] \\ i_2[n] &= \hat{a}_2 \hat{x}[t - \tau_2] + \hat{a}_3 \hat{x}[t - \tau_3] + \dots + \hat{a}_{L-1} \hat{x}[t - \tau_{L-1}] + \hat{a}_L \hat{x}[t - \tau_L] \\ &\vdots \end{aligned} \quad (4.4)$$

$$\begin{aligned} i_{L-1}[n] &= \hat{a}_1 \hat{x}[t - \tau_1] + \hat{a}_2 \hat{x}[t - \tau_2] + \dots + \hat{a}_{L-2} \hat{x}[t - \tau_{L-2}] + \hat{a}_L \hat{x}[t - \tau_L] \\ i_L[n] &= \hat{a}_1 \hat{x}[t - \tau_1] + \hat{a}_2 \hat{x}[t - \tau_2] + \dots + \hat{a}_{L-2} \hat{x}[t - \tau_{L-2}] + \hat{a}_{L-1} \hat{x}[t - \tau_{L-1}] \end{aligned}$$

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

$$\begin{aligned} y[n] - i_1[n] &= a_1 x[t - \tau_1] + \hat{w}_1[n] \\ y[n] - i_2[n] &= a_2 x[t - \tau_2] + \hat{w}_2[n] \\ &\vdots \end{aligned} \quad (4.5)$$

$$y[n] - i_L[n] = a_L x[t - \tau_L] + \hat{w}_L[n]$$

其中

$$\begin{aligned} \hat{w}_1[n] &= (a_2 x[t - \tau_2] - \hat{a}_2 \hat{x}[t - \tau_2]) + \dots + (a_L x[t - \tau_L] - \hat{a}_L \hat{x}[t - \tau_L]) + w[n] \\ \hat{w}_2[n] &= (a_1 x[t - \tau_1] - \hat{a}_1 \hat{x}[t - \tau_1]) + (a_3 x[t - \tau_3] - \hat{a}_3 \hat{x}[t - \tau_3]) + \dots \\ &\quad + (a_L x[t - \tau_L] - \hat{a}_L \hat{x}[t - \tau_L]) + w[n] \\ &\vdots \end{aligned} \quad (4.6)$$

$$\hat{w}_L[n] = (a_1 x[t - \tau_1] - \hat{a}_1 \hat{x}[t - \tau_1]) + \dots + (a_{L-1} x[t - \tau_{L-1}] - \hat{a}_{L-1} \hat{x}[t - \tau_{L-1}]) + w[n]$$

在得到每條路徑的傳送資料後，經過時間延遲調整以及最大比例匹配的增益，可以得到估計的接收訊號 $\hat{y}[n]$ ，此估計的接收訊號已經消除了多路徑的相互

干擾，同樣的通過去除護衛區間、快速傅立葉轉換及等化器後得到消除了多路徑相互干擾的估計傳送訊號 $\tilde{D}[n]$ 及發送訊號 $\tilde{x}[n]$ 。

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

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

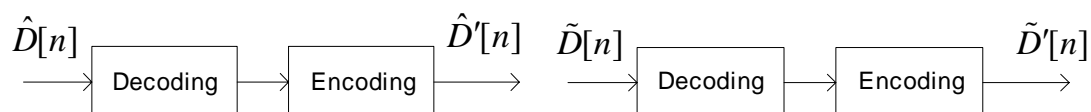


圖 4.7 傳送資料經過編碼的機制

5 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

5.1 DAB 與 DVB-T 系統解調器 (Demodulator) 之整合

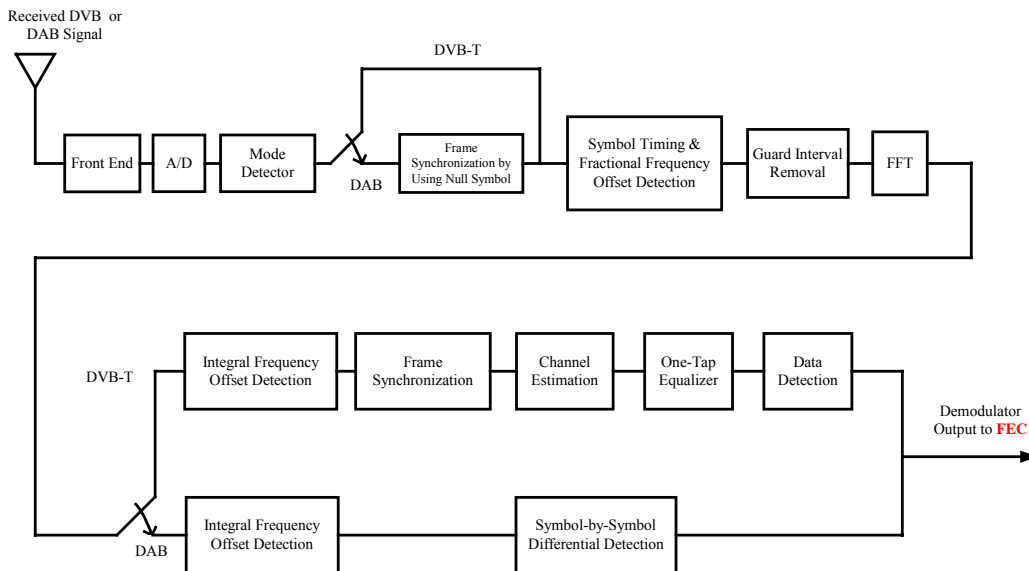


圖 5.1 DVB-T 與 DAB 解調器整合架構圖

由 DAB 及 DVB-T 系統解調器 (demodulator) 整合架構如圖 5.1 所示。所接收到的 DVB 或 DAB 訊號先經過 RF Front End 模組，包括混波器 (Mixer)，低通濾波器 (LPF)，自動增益調整器 (AGC)，將射頻訊號降至基頻 (Baseband)，再經過類比轉數位處理 (ADC)，可得數位基頻訊號。如果是 DAB 系統則切換到碼框同步處理之電路；而如果是 DVB-T 系統則是會直接通過 (By Pass)。之後我們將 DVB 與 DAB 兩系統的符元同步及小數頻率偏移偵測 (Symbol Timing and Fractional Frequency Offset Detection) 之工作予以整合，其細部之參數調整將可由軟體控制，達到不同系統之計算處理。所接收到的 DVB 或 DAB 訊號經過符元同步及小數頻率偏移補償後，除去護衛區間後做快速傅立葉轉換運算。在此訊號由時域轉到頻域。

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

DVB 系統利用連續領航符元，估出整數頻率偏移，接著，DVB-T 系統需要做碼框同步之工作，其利用傳輸參數訊號 (Transmission Parameter Signaling, TPS) 次載波來作碼框同步。再利用散射領航符元，估出傳送訊號的通道參數並利用估出的通道參數，及通道等化器將通道效應去除。最後將經過等化之後的 DVB 訊號做訊號偵測，接著用硬式決策器，直接將資料位元判定為 0 或 1，以解調出傳送的 DVB 訊號，至此解調器的工作已完成。將所解調出的 DVB 訊號送至下一

級外層接收機(Outer Receiver)進行向前錯誤更正 (Forward Error Correction); 而 DAB 系統因為已於前級完成碼框同步, 因此在這階段 DAB 訊號只需要做整數頻率偏移偵測及差分四相位移鍵的解調工作即可。其整數頻率移偵測是利用收到訊號之第二個符元, 即相位參考符元之資訊來達成。DAB 系統在完成整數頻率偏移偵測後, 即完成訊號同步的程序。因此在完成訊號同步之後, 接下來的訊號即可送到外層接收機(Outer Receiver)進行解調, 以決定資料數值。

6 電腦模擬

6.1 DVB-T 通道估測

本節我們將利用電腦模擬來比較基於快速傅立葉之一維內差法、基於快速傅立葉之二維內差法以及改良式線性最小均方差三種通道的估計方法，為了使三種方法能容忍相同的最大通道延遲，這三種方法都先在時間軸加上線性內差法，以增加領航訊號在頻率軸的密度。

6.1.1 模擬參數

數位影像廣播訊號碼框架構及模擬相關參數如下表所列：

表 6.1 模擬通道估測之數位廣播系統相關參數

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

➤ 串聯一維快速傅立葉轉換及線性內插法

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

-13dB，在這個門檻以下的路徑皆捨去。

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

$$T_{SYM} f_{d \max} N_{avg} \leq 0.02 \quad (6.1)$$

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

➤ 串聯二維快速傅立葉轉換及線性內插法

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

➤ 串聯線性內插、一維快速傅立葉轉換及線性最小均方差法

在2.2.4.2節的改良式線性最小均方差法中，式2.25乘上的k如同該章所描述的，可以看成是一one-tap的濾波器，它的目的是濾除雜訊的效應，因此在改良式線性最小均方差法的模擬中我們並不使用平均符元的方法，模擬的結果也可以看出它有比平均符元法更好的效能。路徑選擇的門檻同樣也經由模擬後，選擇最強路徑能量的-13dB。

對於，模擬用的通道，我們採用AWGN通道與行動接收通道，通道參數詳列於下：

➤ AWGN 通道

模擬環境為：

1. 雙重路徑，能量比 1 : 1，通道最大延遲為 $50*7/67$ sec、 $500*7/67$ sec
2. 雙重路徑，能量比 9 : 1，通道最大延遲為 $50*7/67$ sec、 $500*7/67$ sec
3. 三條路徑，能量比 1 : 8 : 1，通道延遲為 $250*7/67$ sec、 $500*7/67$ sec
4. 三條路徑，能量比 5 : 3 : 2，通道延遲為 $250*7/67$ sec、 $500*7/67$ sec

➤ 行動接收通道

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

模擬環境為：

1. 雙重路徑，能量比 1 : 1，通道最大延遲為 $50*7/67$ sec、 $500*7/67$ sec，車速30km/h、車速90km/h
2. 三路徑，能量比 5 : 3 : 2，通道延遲為 $250*7/67$ sec 及 $500*7/67$ sec，車速30km/h、車速90km/h
3. 三路徑，能量比 1 : 8 : 1，通道延遲為 $250*7/67$ sec 及 $500*7/67$ sec，車速30km/h、車速90km/h

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

$$SDR = 10 \log\left(\frac{\text{Average Channel Power}}{\text{Average Estimation Error Power}}\right) \quad (6.1)$$

SDR 越大，表示估計誤差越小。

6.1.2 模擬結果

6.1.2.1 AWGN 通道下多重路徑與能量關係

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

由模擬結果可以看出改良型 LMMSE 通道估測法有較佳的表現。

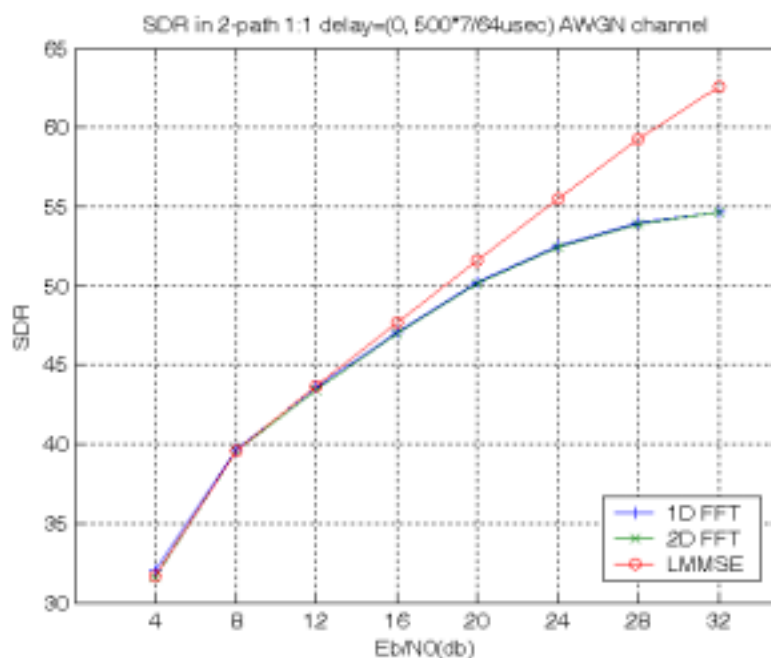


圖 6.1 1:1 AWGN 通道的 SDR

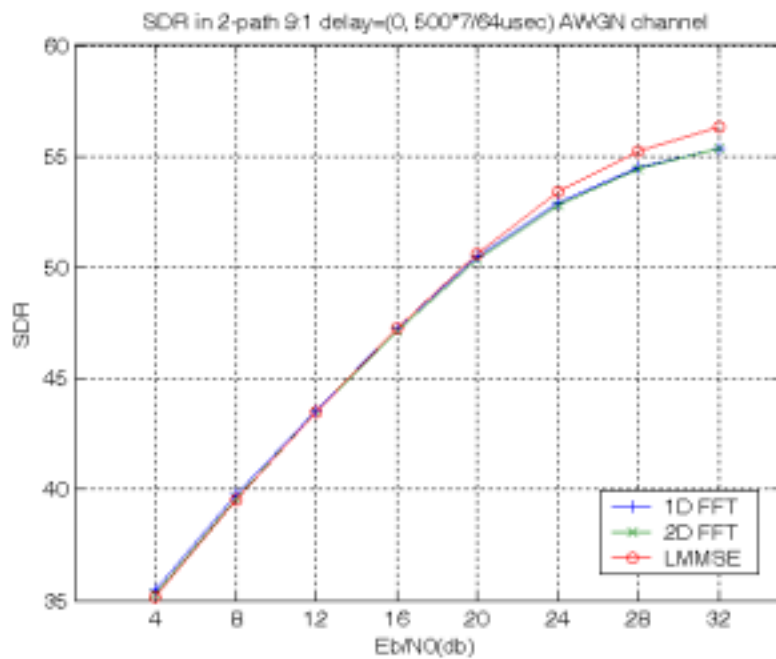


圖 6.2 9:1 AWGN 通道的 SDR

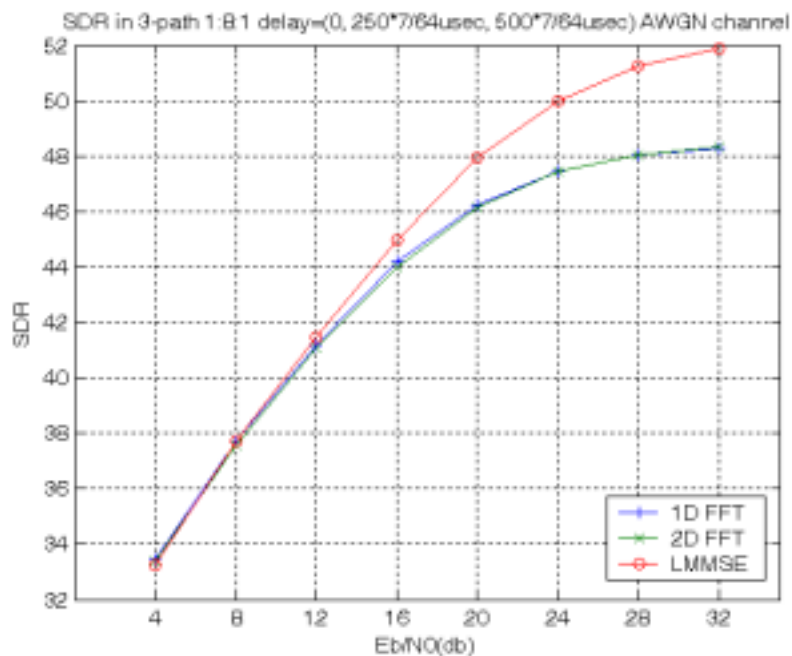


圖 6.3 1:8:1 AWGN 通道的 SDR

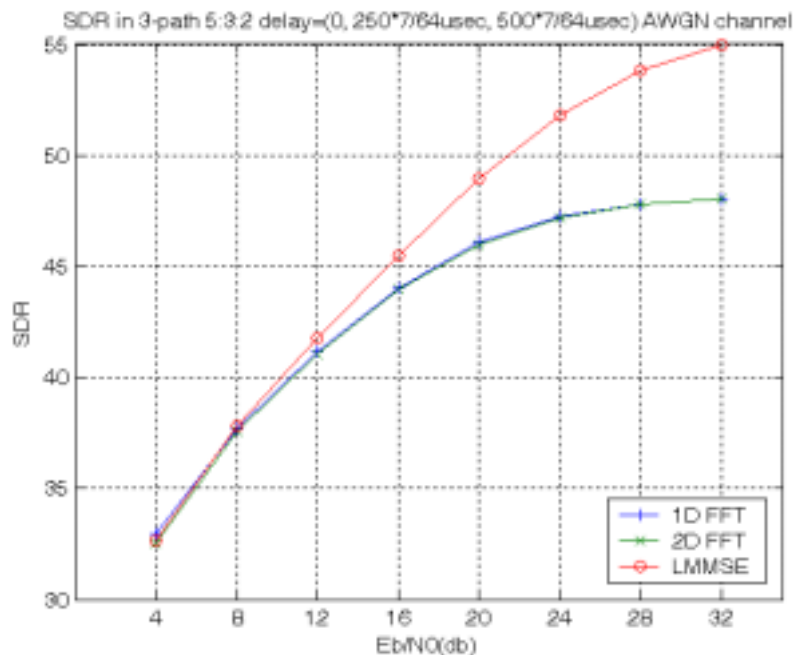


圖 6.4 5:3:2 AWGN 通道的 SDR

6.1.2.2 接收機移動速度之影響

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

模擬的結果顯示，當Path間的延遲越大時，SDR越大，這是因為在DVB-T的標準中2048點的 sub-carriers只用了1705點的 active sub-carriers，這樣的效應等於是在頻域上乘上一方波，相當於通過帶通濾波器的效應，轉換到時域時，就等效是通道和一sinc波做摺積。由於sinc函數是一個長度無限長的函數，當通道有多重路徑延遲的情況，各路徑的估計結果會受到其他路徑上sinc函數兩側波瓣（side-lobe）干擾。因此只要通道延遲小於保護區段長度，延遲越大時，兩側波瓣的干擾越小，相鄰兩估計路徑受彼此兩側波瓣的影響較小。上述情形由圖6.5、6.6說明。

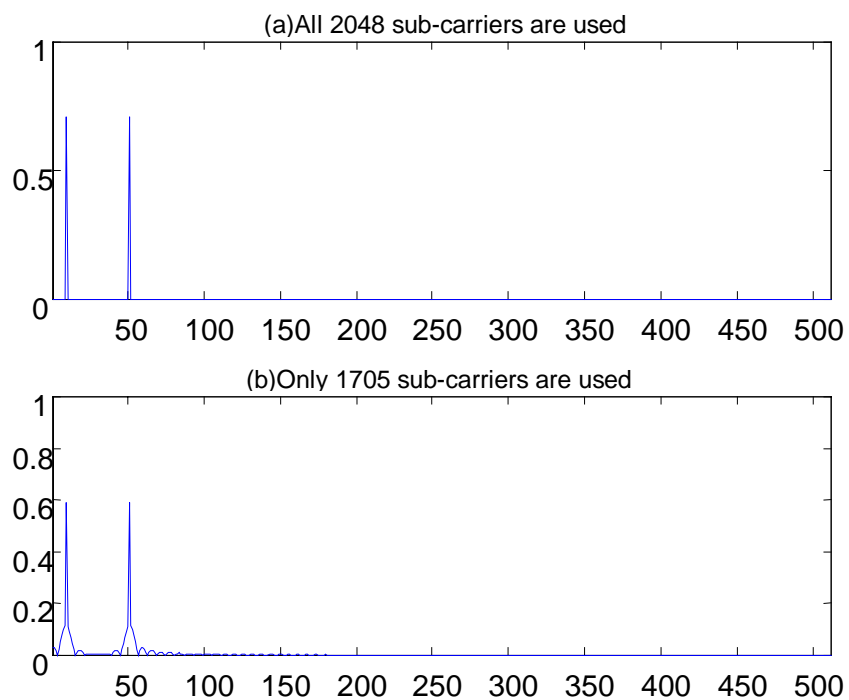


圖 6.5 2K 模式下，通道延遲為 $50 \cdot 7/64 \mu\text{sec}$ 的估計結果

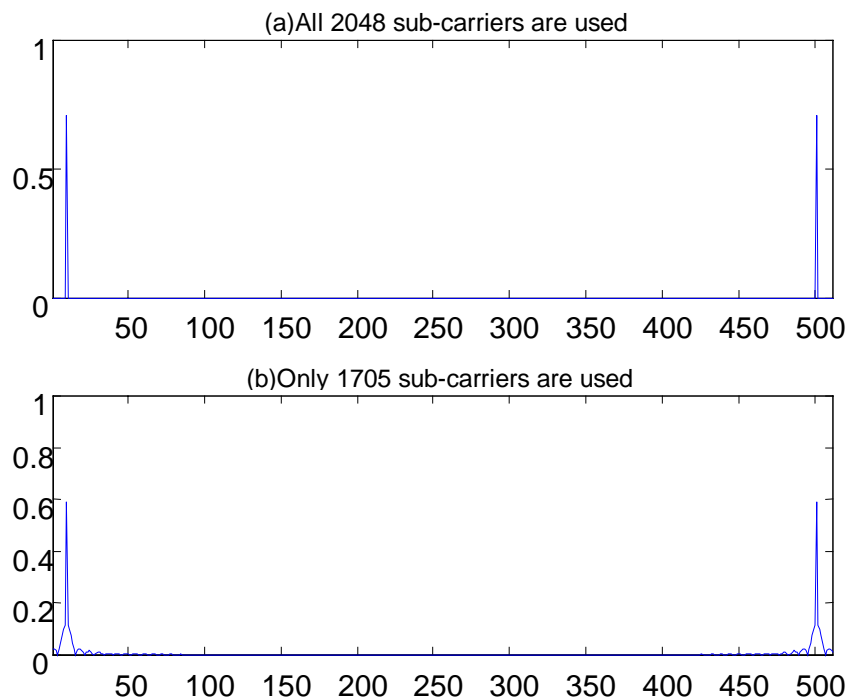


圖 6.6 2K 模式下，通道延遲為 $500 \cdot 7/64 \mu\text{sec}$ 的估計結果

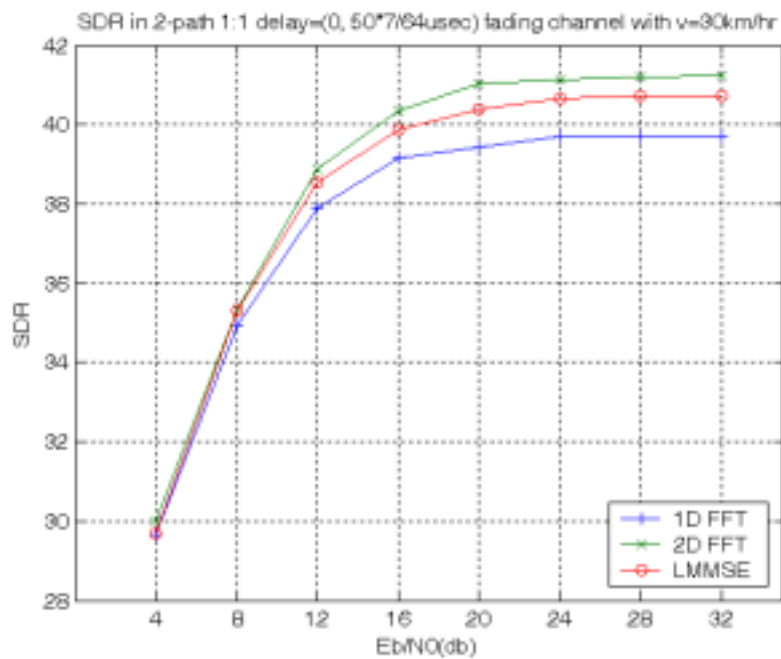


圖 6.7 雙重路徑，路徑能量比 1 : 1 Delay= $50 \times 7/64$ usec 車速 30km/hr 的 SDR

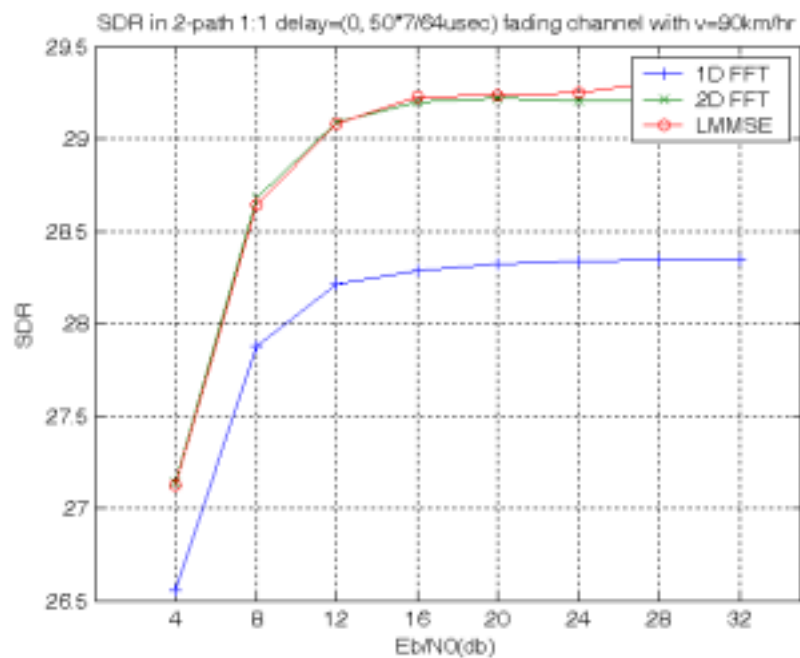


圖 6.8 雙重路徑，路徑能量比 1 : 1 Delay= $50 \times 7/64$ usec 車速 90km/hr 的 SDR

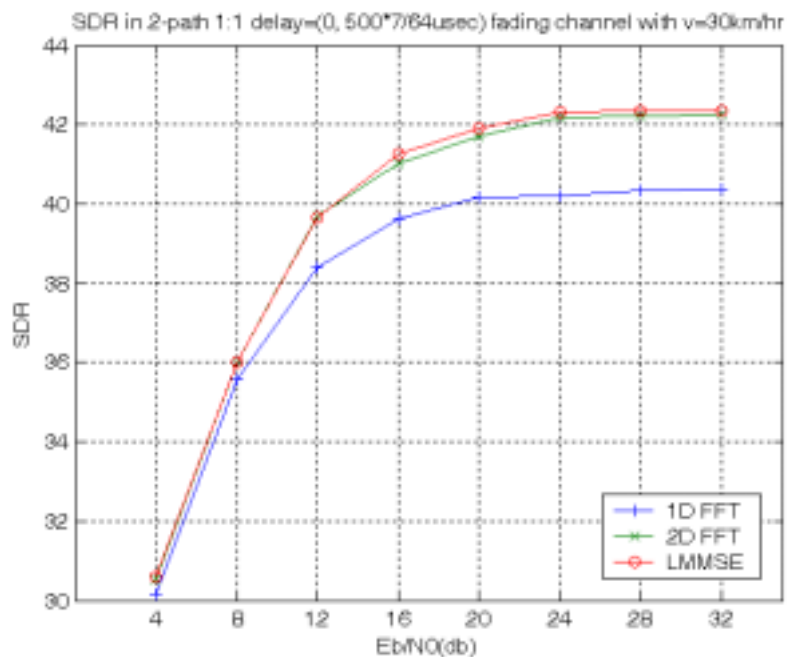


圖 6.9 雙重路徑，路徑能量比 1 : 1 Delay= $500 \times 7/64$ usec $V=30$ km/hr 的 SDR

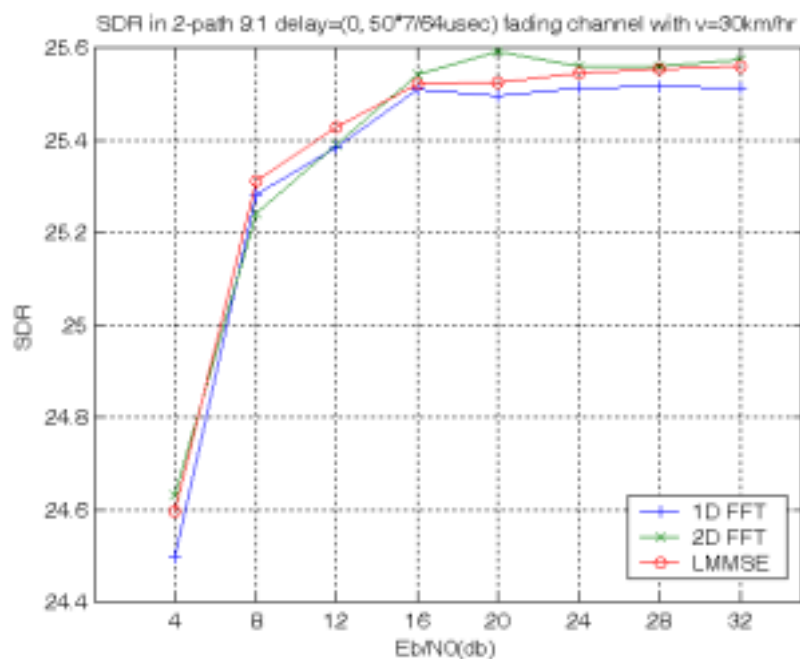


圖 6.10 雙重路徑，路徑能量比 9 : 1 Delay= $50 \times 7/64$ usec $V=30$ km/hr 的 SDR

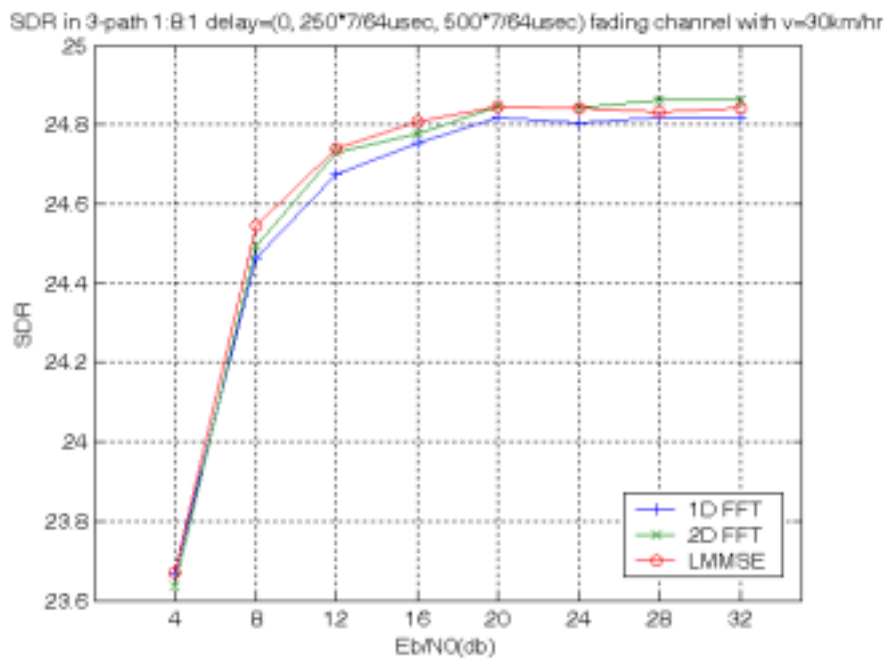


圖 6.11 三路徑，路徑能量比 1 : 8 : 1 V=30km/hr 的 SDR

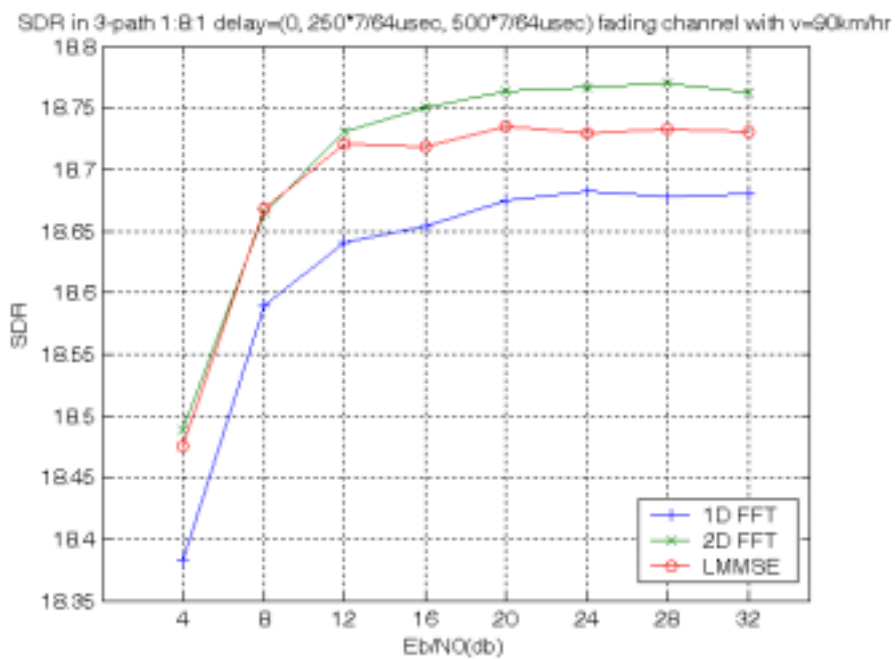


圖 6.12 三路徑，路徑能量比 1 : 8 : 1 V=90km/hr 的 SDR

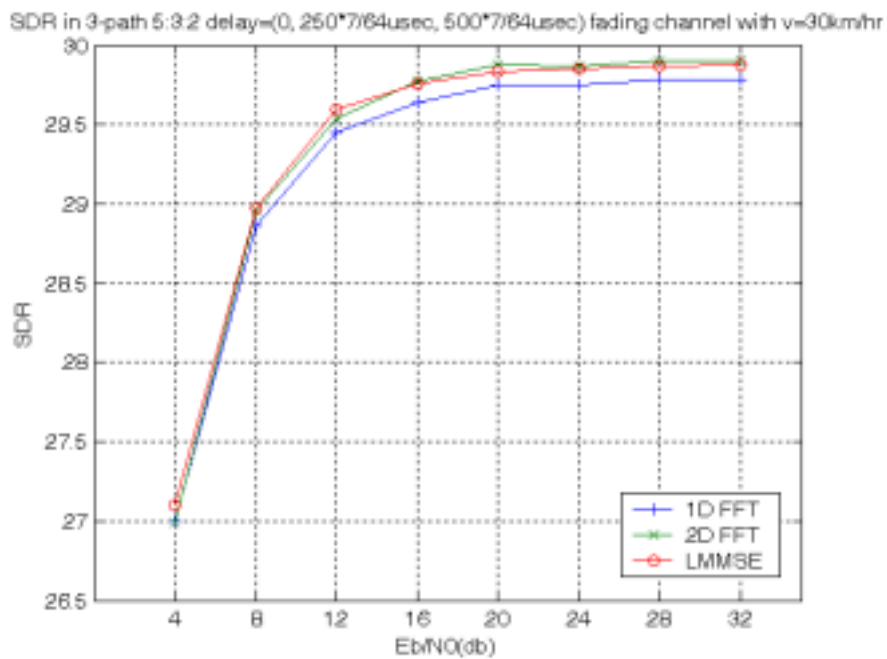


圖 6.13 三路徑，路徑能量比 5 : 3 : 2 V=30km/hr 的 SDR

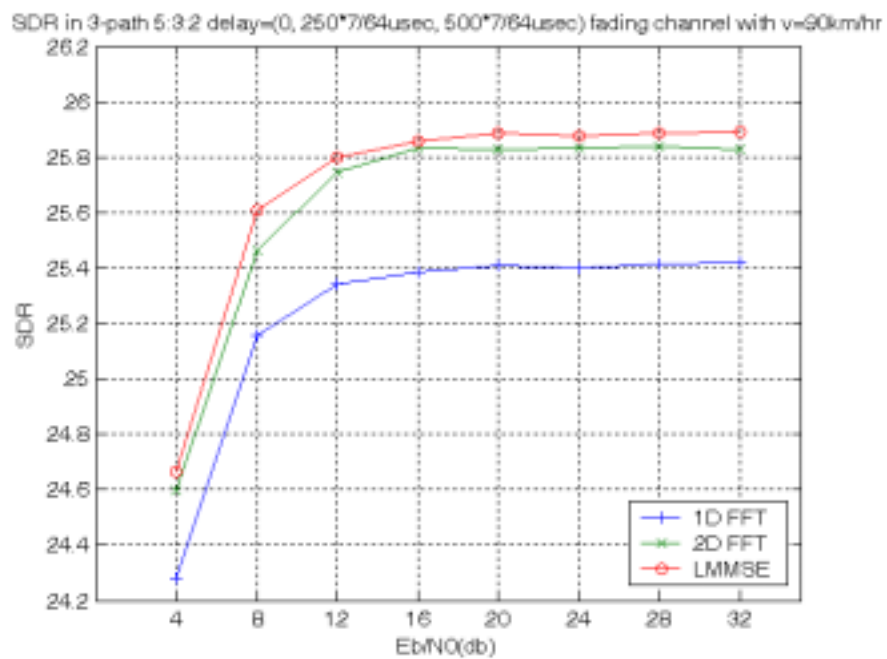


圖 6.14 三路徑，路徑能量比 5 : 3 : 2 V=90km/hr 的 SDR

6.2 DVB-T 通道等化器與訊號檢測

6.2.1 模擬參數

此節中我們利用電腦模擬在數位影像廣播之地面廣播系統中，接收端的通道等化器的影響，我們使用逼零等化器，考慮在 AWGN 及有 Fading 的通道下有不同的路徑和車速。

數位影像廣播之地面廣播訊號碼框架構及模擬相關參數如下表所列：

表 6.2 模擬等化器之數位廣播系統相關參數

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

6.2.2 模擬結果

模擬的結果顯示在通道沒有衰變 (Fading) 的情況下，即 AWGN 通道，逼零等化器有很好的效能表現，路徑的延遲時間不同並不會影響等化器消除通道的效應，當多重路徑的能量越集中及路徑的數目越少時，其有較好的效能表現。而在通道有衰變 (Fading) 且相同車速的情況下，多重路徑的延遲時間對消除通道

影響不大，多重路徑數目愈少效能表現越佳，但若能量分散甚至是平均分配則效能降低。通道的都卜勒頻率偏移和接收機的移動速度成正比，而都卜勒偏移又和通道的同調時間成反比。因此當接收機移動速度越快，代表通道變化越快。在不同的車速時，若路徑數目多則車速快時有較佳的效能表現；在路徑數目少時，低訊號雜訊比時，車速不太影響效能表現，高訊號雜訊比時，車速慢有較佳的效能表現。值得一提的，就是當通道為 AWGN 通道時，二條路徑功率比為一比一的情況下，其訊號通過通道的效能，反而會比訊號通過有車速情況下的通道效能差，這是因為當二條路徑功率比為一比一時，二路徑的相位差可能會有 180 度或接近 180 度的情形，此時訊號將會構成破壞性合成，因此訊號在時域中會有比較多能量對消的情況出現，即接收訊號會有較多的 Null 點，其間接會造成雜訊增強的現象，因此在此通道下，系統的效能會減低。而在有 fading 的通道，即有車速的情況下，因為二條通道隨時在變，二條路徑對消的情況相對上減輕很多，也因此功率比為一比一的通道，訊號在車速比較快的效能反而會比較好，詳細模擬圖可參照圖 6.15~圖 6.19。

6.2.2.1 AWGN 通道

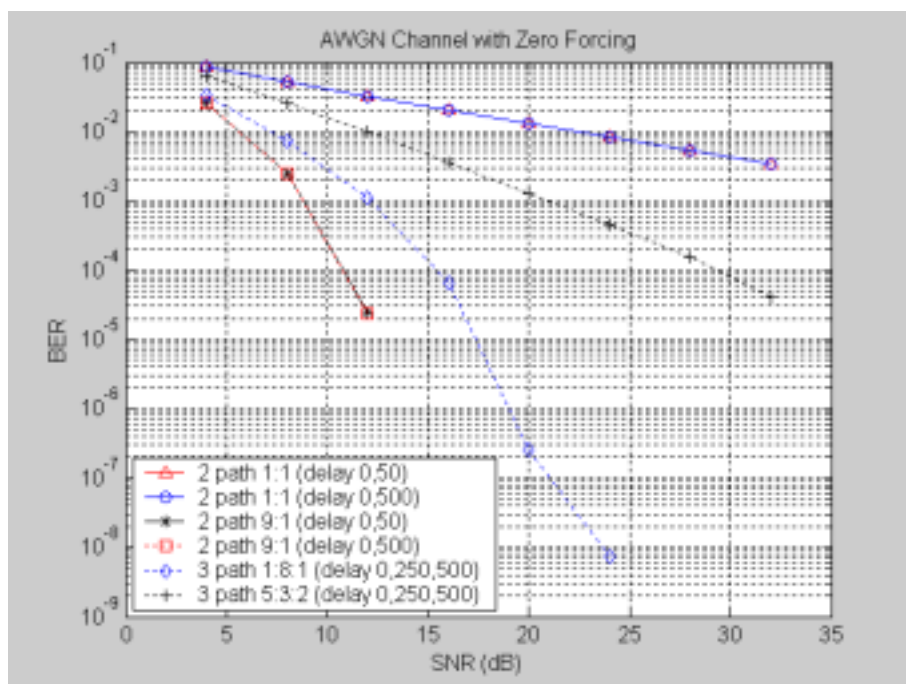


圖 6.15 逼零等化器在 AWGN 通道下的 BER

6.2.2.2 行動接收通道

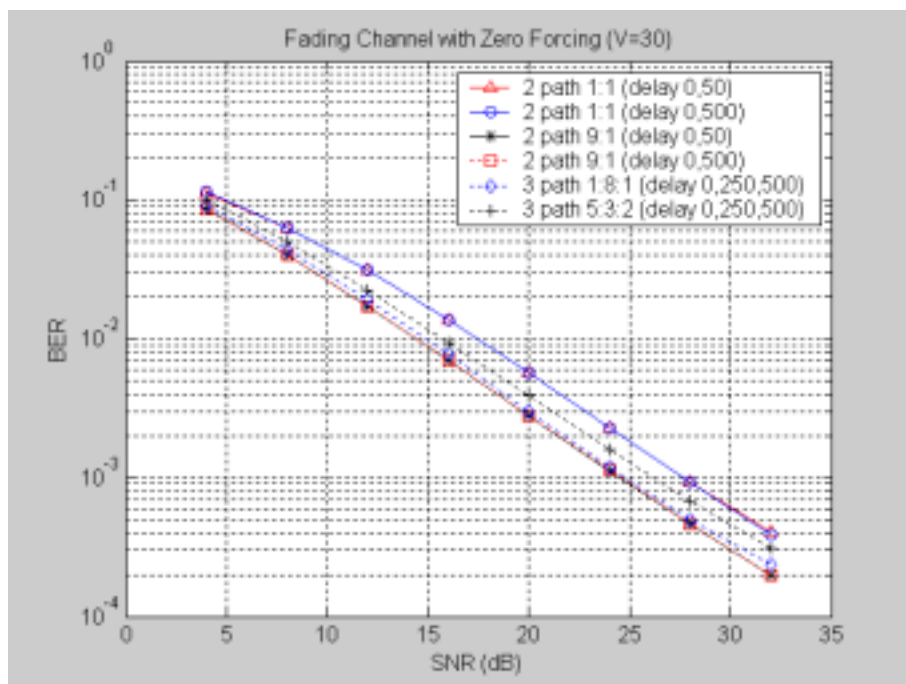


圖 6.16 逼零等化器在行動接收通道下的 BER (車速 30km/hr)

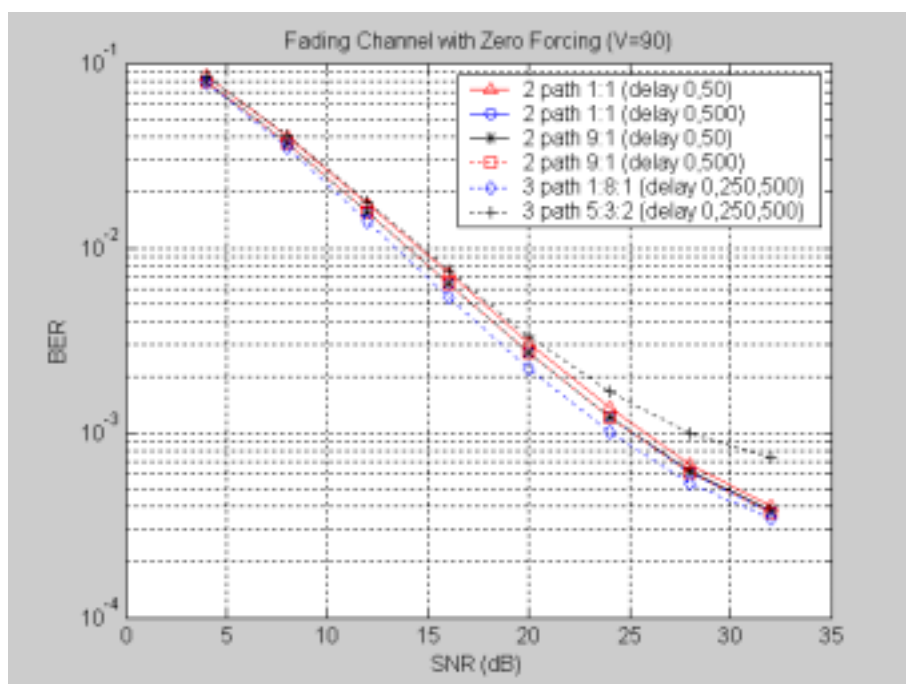


圖 6.17 逼零等化器在行動接收通道下的 BER (車速 90km/hr)

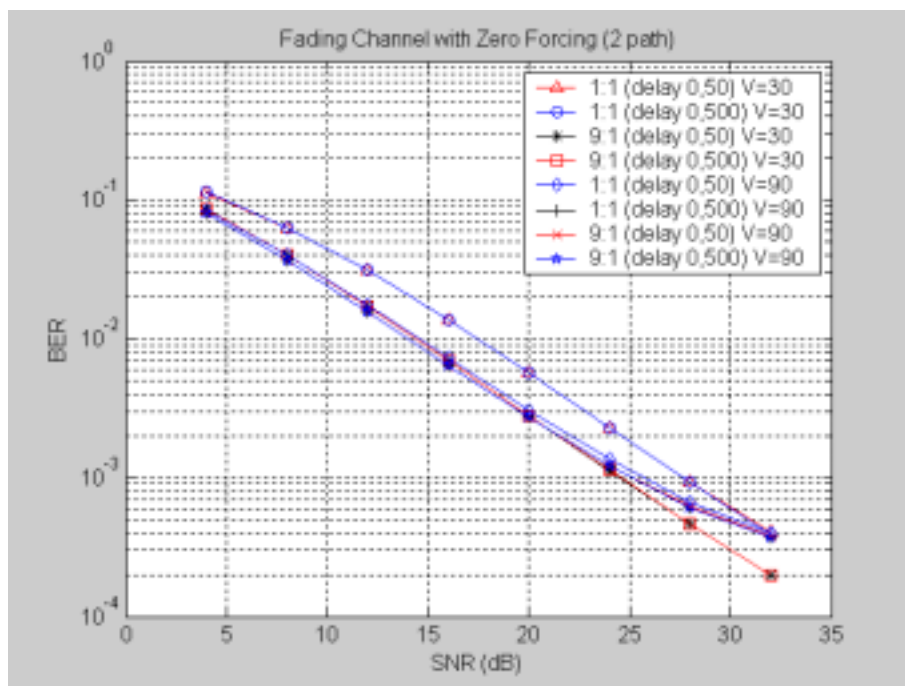


圖 6.18 逼零等化器在兩條路徑下行動接收通道下的 BER (車速 30km/hr and 90km/hr)

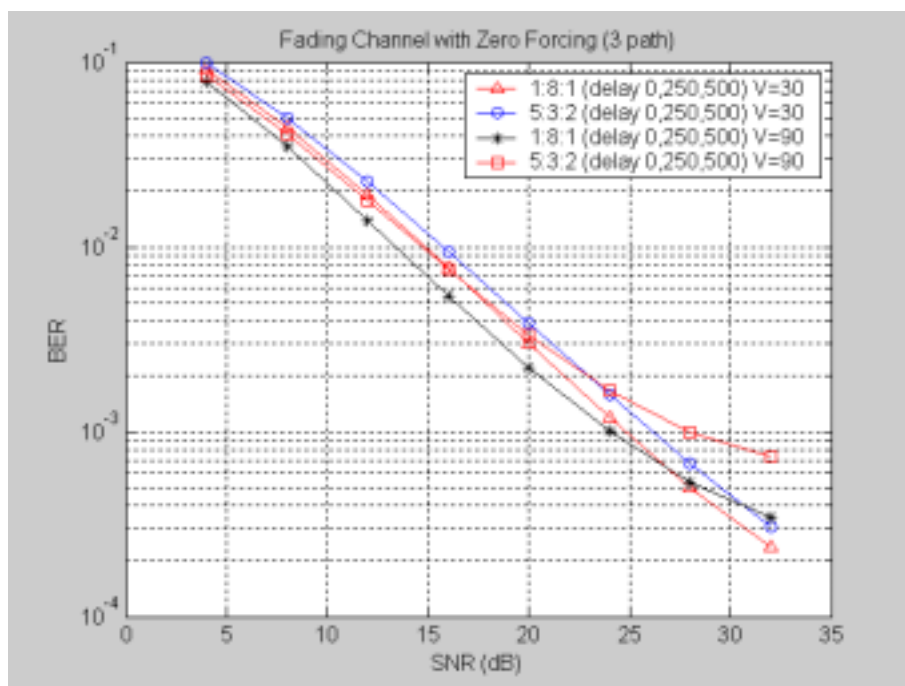


圖 6.19 逼零等化器在三條路徑下行動接收通道下的 BER (車速 30km/hr and 90km/hr)

7 結論

近年來，電子科技的快速發展為人類的文明與生活帶來進步，科技日新月異，電子系統的設計也越多樣化，如何把多種系統整合到同一系統架構，已成為未來電子業發展的趨勢，當相似標準及架構的系統可以整合起來，代表電子生產的成本可以降低，產品的價值與效能可以提高，在市場上將可以更有競爭力，因此本計畫是以軟體定義無線電(SDR)的設計方式，將數位音訊廣播(DAB)系統與數位影像地面廣播(DVB-T)系統整合起來，其原理是利用二種標準皆以 OFDM 為調變方式之系統架構，系統會具有相似性，因此將其具有共用特性的架構整合起來，成為一具多功用性能的系統，未來使用將可以視需要，以軟體切換的方式，將系統切換成所需要的應用之系統架構，達到同一產品可以有多種應用之目標。本計畫報告介紹今年度本計畫的執行情況，本年度計畫主要的研究重點是以 OFDM 接收機之通道估計與訊號偵測子系統架構的設計為主，因為 DAB 系統是採用差分四相位位移鍵(DQPSK)之調變方式，其接收機不需要作通道估計，因此通道估計的重點將放在 DVB-T 系統的通道估計，其中通道估計的方法主要有二維通道估計，一維通道估計與決策導向通道估計等三種不同方法之設計，其主要利用 DVB-T 的散射領航信號(scatter pilot)做通道估計。在訊號偵測方面本計畫設計了通道等化器(channel equalizer)與決策器(data decision unit)。通道等化器的設計為逼零等化器(zero forcing)。本次報告介紹各種設計的方法，設計出其相對應之方塊圖及數學演算法，並且以電腦模擬的方式作系統架構的驗證。由電腦的模擬驗證可以知道本系統的設計有相當不錯的表現。此外，我們亦提出利用通道估計估出通道的特性，其配合等化器及決策器的運作可估計出傳送資料，此傳送資料可加上估計出的通道效應而構成估計出的接收訊號，其可用來區分不同路徑的訊號及排除多路徑干擾的效應，系統再以最大比例匹配 (Maximum ratio combining) 重建出較為準確的接收訊號，如此反覆進行將可得到更準確的傳送訊號。

8 未來展望

在下一年度的計畫中，本計畫將會進入 OFDM 接收機之通道編碼與交錯器子系統架構的設計，目前正對這一部份進行相關技術的蒐集與探討，未來將完整設計一個可以整合 DAB 與 DVB-T 這二種廣播系統之架構。

參考文獻

- [1] ETSI EN 300 744 v1.4.1 : *Digital Video Broadcasting (DVB) : Framing structure, channel coding, and modulation for digital terrestrial television*. 2001.
- [2] 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.
- [3] Che-Shen Yeh and Yinyi Lin, "Channel Estimation Using Pilot Tones in OFDM Systems. " *IEEE Transactions on Broadcasting*, Vol. 45, No. 4, December 1999.
- [4] 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.
- [5] Peter Hoeher, Stefan Kaiser, and Patrick Robertson, "Two-dimensional pilot-symbol-aided channel estimation by Wiener filtering" *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Volume: 3 , 1997
- [6] Ye Li, "Pilot-symbol-aided channel estimation for OFDM in wireless systems." *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Volume: 49 Issue: 4 , July 2000
- [7] Che-Shen Yeh and Yinyi Lin, "Channel Estimation Using Pilot Tones in OFDM Systems" *IEEE Transactions on Broadcasting*, Vol. 45, No. 4, December 1999.
- [8] Hsiaing Minn, Vijay K. Bhargava, "An Investigation into Time-Domain Approach for OFDM Channel Estimation" *IEEE Transactions on Broadcasting*, Vol. 46, No 4, December 2000.
- [9] 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
- [10] Fernandez-Getino Garcia, M.J. Paez-Borrillo, J.M.; Zazo, S. , "DFT-based Channel Estimation in Id-pilot-symbol-aided OFDM Wireless Systems" *Vehicular Technology Conference*, 2001, VTC 2001 Spring. IEEE VTS 53rd , Volume: 2 ,2001
- [11] 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.
- [12] Jong-Shin Leu. "Introduction to Digital Audio Broadcasting". *CCL RESEARCH JOURNAL*, pp.25-34, NOVEMBER 1992.

- [13] Draft prETS 300401 v1.3.2 (2000-09) . “**Radio broadcast system: Digital Audio Broadcasting (DAB) to mobile, portable and fixed receivers**”.
- [14] Jeng you-tsai,” **A Study of FFT DSP Architectures and Their Applications**”, Master thesis, NCTU,Hsinchu,ROC, 2002.
- [15] Louis L.Scharf, Statistical Signal Processing, Addison-Wesley, 1991
- [16] “**A Low-Complexity LMMSE Channel Estimation for OFDM Systems**”, 許兆元 , Master thesis, NCTU, Hsinchu, ROC, 2003
- [17] “**A study on Channel Estimation Methods for OFDM transmission Systems**”, 廖彥欽 , Master thesis, NCTU, Hsinchu, ROC, 2002
- [18] J. J. van de Beek, O. Edfors, M. Sandell, S. K. Wilson, and P. O. Börjesson, “On channel estimation in OFDM systems,” in Proc. IEEE *Vehicular Technology Conf.*, vol. 2, Chicago, IL, July 1995, pp. 815–819.
- [19] Louis L. Scharf, *Statistical Signal Processing*, Addison-Wesley,1991