

行政院國家科學委員會專題研究計畫 成果報告

新一代數位電視廣播系統之系統設計與性能評估

計畫類別：個別型計畫

計畫編號：NSC94-2213-E-009-065-

執行期間：94年08月01日至95年07月31日

執行單位：國立交通大學電信工程學系(所)

計畫主持人：黃家齊

計畫參與人員：鄭有財，劉肖真，李盈宏，鄒鎧駿，邱麟凱，吳其珍

報告類型：精簡報告

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 95 年 10 月 31 日

新一代數位電視廣播系統之系統設計與性能評估

計畫編號：NSC 94-2213-E-009-065

執行期限：94年8月1日至95年7月31日

主持人：黃家齊教授

計畫參與人員：鄭有財，劉肖真，李盈宏，鄒鎧駿，邱麟凱，吳其珍

1 計畫源由與目的

數位電視影像可提供更清晰，鮮豔，穩定且生動的高品質畫面，除此之外，由於數位訊號可壓縮的特性，讓數位電視訊號可同時傳送媲美電影院音效品質的六聲道杜比數位環繞音效。目前數位電視影像廣播的標準有三種規格，分別是美國提出的ATSC (Advanced television system committee)，歐洲提出的DVB-T (Digital video broadcasting-terrestrial)[1]及日本提出的ISDB-T(Terrestrial integrated services digital broadcasting)。我國目前採用的數位電視影像廣播標準是歐規的DVB-T標準。近來國際電視節目趨向於數位化傳送，我國政府為跟上世界進步的發展，新聞局開始大力推廣數位電視，行政院數位電視導入時程及配套措施方案日前也已經明定，2006年元月起所有29吋電視必須內建數位接收器，2007年元月起21吋電視必須內建數位接收器，2008年起數位電視機全面上市；目前無線電視台所擁有的「類比頻道」將於2010前全面收回，預計幾年之後，我國電視廣播標準將會全面改由數位訊號播放，屆時全國電視節目收視戶將全面改為數位接收，由此可見數位電視影像標準發展的重要性。

然而現行的歐規數位電視影像廣播標準DVB-T受限於當時的技術，常因為通道的嚴重訊號干擾減低數位訊號的品質，在訊雜比(SNR)較低的地區，影像常有斷訊或星狀點干擾的情況出現，這會讓標榜著品質第一的數位電視影像受到大眾嚴重地質疑。因此為了讓數位電視影像廣播標準更上一層樓，本計畫提出以最新的通訊技術(如CDMA和MPIC等)，應用於DVB-T標準上，讓數位電視影像

廣播技術可以有更高的品質，大眾可以收到更好的影像傳送正確率，這是目前本計畫研擬進行的目標。本計畫將新型系統命名為新一代數位電視影像廣播系統(Digital Video Broadcasting-New)，簡稱DVB-N系統。

在第2節將會介紹本計畫所推出的系統架構，第3節將以電腦模擬來驗證此系統之效能。

2 研究方法

傳統的DVB-T標準是使用OFDM的方式來傳送資料[2]，因此每個獨立的資料將放置在獨立的載波上，彼此之間並不相關，這樣的方式將產生一個問題，當訊號透過傳送端送到通道時，通道會有各式各樣的干擾，由於OFDM載波間是彼此正交，當某個載波受到雜訊干擾，訊號完全消失時，依照目前的DVB-T標準，這樣的載波訊號就真的消失掉了，其他載波訊號並無法直接對其救援。另一個嚴重的問題是當通道是多路徑通道，不同路徑因為相位不同，而產生破壞性干涉，此時訊號將有嚴重衰減的情況，其會導致一些載波完全無法傳輸訊號的現象。

不同於傳統的DVB-T標準，本計畫正是針對其弱點，進行強化的工作，本計畫將使用具有正交特性的華氏碼進行訊號的調變工作，即加入CDMA調變技術，每個載波上的訊號將乘上一組華氏碼，由此方式，單一載波上的訊號將分散到其他載波上，正如分散風險理論，每個資料將具有更強韌的特性。之後，每一個不同訊號乘上不同組之華氏碼，然後再加總，由於華氏碼具有正交的特性，因此每個載波上

的每個訊號將可被接收機清楚地分辨出來，如此一來，即使某個載波受到通道的雜訊干擾而消失不見，由於其他載波仍載有同類型的資訊(相同資訊乘上華氏碼不同的位元)，因此透過特別的訊號處理[3]，其他載波將可發揮救援的工作，把原先的資料解出來，再進行訊號的偵測工作。由這樣的處理機制，再加上原先DVB-T具有的編碼功能，將可提高訊號的正確率而提升DVB-T系統的效能。另一個強化的目標是針對多重路徑干擾提出解決的方案。本計畫將使用多路徑干擾消除的技術(簡稱MPIC)[4]，來提升系統的性能。MPIC的技術是使用多路徑通道估計，分析出接收訊號的各個路徑資訊，包括其增益，時間延遲，相位偏移等資訊，然後將各個路徑由總訊號分解出來，如此每個路徑將可提供更好的通訊品質，而且可以大大地減低多路徑訊號干擾的情形。分解出來的路徑之訊號透過部份等化通道匹配及最大比例合併(maximum ratio combining)的運算處理，將可提供更好的訊號給決策器處理。且MPIC可以一次又一次的執行，這樣就可以得到更準確的資訊。

2.1 傳送端

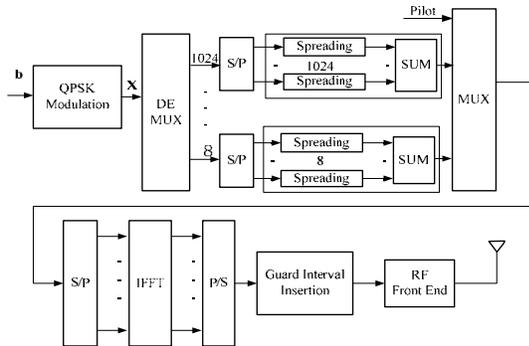


圖 2.1 傳送端架構圖

圖 2.1 就是本計畫系統傳送端架構，首先資料經過 QPSK 調變後，會讓不同的 QPSK 符元(symbol)分別乘上不同的華氏碼。訊號進行 QPSK 調變後，會讓原有的 2K 個位元資料變成 K 個 QPSK 符元，其中 QPSK 符元以數學式表示如下：

$$X_k = P_k + jQ_k, \quad k=1,2,\dots,K, \quad P_k, Q_k \in \{\pm 1/\sqrt{2}\}$$

其中 P_k 、 Q_k 分別為 QPSK 符元實部、虛部的訊號。

接著每個 QPSK 符元將分別乘上華氏碼的各個切片(chip)。而華氏碼是由一組稱為哈得馬矩陣(Hadamard matrices)的特殊方陣群所產生[5]，欲得到 $N \times N$ 的哈得馬矩陣 H_N 以產生所需要長度為 $N = 2^n$ 的華氏碼可依照如下的遞迴步驟：

$$H_1 = [1] \quad H_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$$

$$H_4 = \begin{bmatrix} H_2 & H_2 \\ H_2 & -H_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\vdots$$

$$H_N = \begin{bmatrix} H_{N/2} & H_{N/2} \\ H_{N/2} & -H_{N/2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ \vdots \\ h_N \end{bmatrix}$$

其中 h_i 為 H_N 矩陣中第 i 行的行向量，即一個長度為 N 的華氏碼。任意兩個不同的華氏碼間滿足下列的特性：

$$h_i h_j^T = \sum_{k=1}^N h_{ik} h_{jk} = \begin{cases} N & i=j \\ 0 & i \neq j \end{cases}$$

亦即兩相異華氏碼之間滿足正交的特性。

但是，根據DVB-T在 2K mode的規格定義上真正放資料的次載波個數是 1512 個，並不是 2^n 個，也因此無法直接使用一組華氏碼。然而我們可以利用載波上的正交性，將 1512 個次載波分成 6 個組合 {1024,256,128,64,32,8}，再讓這 6 個組合各自乘上相對應的華氏碼來完成展頻的動作，也就是 1024 這個組合的訊號使用長度為 1024 的華氏碼進行展頻，其他組合也是以類似的方式來進行展頻。而每個組合中的訊號，由於華氏碼的正交性，在沒有通道效應的情況下，接收機可以分別取出每個訊息符元。但由於通道的多路徑干擾效應會破壞華氏碼的正交性，於是造成彼此間的干擾，故需要搭配多路徑干擾消除技術來消除通道所造成的干擾，以還原華氏碼之間的正交性。

各個組合乘上華氏碼後資料接著進行疊加的動作，所以我們可以得到 IFFT

的輸入訊號以數學式表示如下：

IFFT input

$$= [(C_{1024}X_A)^T, (C_{256}X_B)^T, (C_{128}X_C)^T, (C_{64}X_D)^T, (C_{32}X_E)^T, (C_8X_F)^T]^T$$

而資料向量就被分成 $\{X_A, X_B, X_C, X_D, X_E, X_F\}$ 這 6 個組合，而其中

$$X_A = [X_1, X_2, \dots, X_{1024}]^T = [X_{A,1}, \dots, X_{A,1024}]^T$$

⋮

$$X_F = [X_{1505}, X_{1506}, \dots, X_{1512}]^T = [X_{F,1}, \dots, X_{F,8}]^T$$

C_N 為 $N \times N$ 的哈得馬矩陣， N 為華氏碼長度。以上展頻疊加的動作就能讓原來放在單一載波上的資料位元的訊號都將被載在同一組的各個次載波上傳送。接著根據 DVB-T 規格上的定義，把資料、領航符元和 TPS 放在相對應的位置上，再經過 IFFT 就轉成為 OFDM 符元，最後在每個 OFDM 有效符元前面加上護衛間隔抵抗碼際干擾 (ISI)，便可以傳送出去而完成傳送端的運作。

2.2 接收端

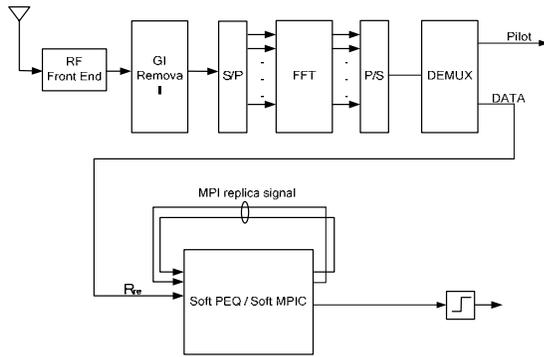


圖 2.2 接收端架構圖

本計畫系統接收端架構如圖 2.2 所示，無線電頻率 (radio frequency, RF) 訊號經由射頻頭端 (RF front end) 轉換成基頻訊號，接著移除訊號的護衛間隔，再經過 FFT 的轉換就可以得到每個次載波上的訊號，以提供給接下來的方塊進行後續的分析處理。

這些經過 FFT 被轉回的頻域訊號在去掉領航符元和 TPS 後，剩下來的資料訊號 R_{re} 這部分由數學式表示如下：

$$R_{re} = HX_{tx} + N$$

$$R_{re} = [R_0, R_1, R_2, \dots, R_{N-1}]^T$$

$$X_{tx} = [X_{tx,0}, X_{tx,1}, X_{tx,2}, \dots, X_{tx,N-1}]^T$$

$$H = \text{diag}(H_0, H_1, H_2, \dots, H_{N-1})$$

$$N = [N_0, N_1, N_2, \dots, N_{N-1}]^T$$

其中 X_{tx} 代表傳送端送出來的訊號，即為上節所列之

$$X_{tx} = [(C_{1024}X_A)^T, (C_{256}X_B)^T, (C_{128}X_C)^T, (C_{64}X_D)^T, (C_{32}X_E)^T, (C_8X_F)^T]^T$$

每一組合的訊號可用數學式表示如下：(舉其中之一，其餘類推)

$$C_{1024}X_A = \sum_{k=1}^{1024} X_{A,k} C_k, \quad C_k = [c_{k,1}, c_{k,2}, \dots, c_{k,1024}]^T, \quad c_{k,i} \in \{-1, 1\}$$

其中 C_k 為 C_{1024} 中第 k 行的行向量，即一個長度為 1024 的華氏碼， H 代表通道的頻率響應， H_i 則分別表示通道在不同載波上的頻率增益， N 則代表時域上為加成性白色高斯雜訊 (Additive White Gaussian Noise, AWGN) 向量在頻域上的表現。

接收訊號 R_{re} 接著進入通道等化器進行通道效應補償的動作，這裡使用一種能力很強的多路徑干擾消除技術，簡稱 MPIC，但由於第一次剛收到的訊號尚未被解析出來無法運行 MPIC 的動作，所以我們第一次等化器的處理 (我們稱之為第零級) 是使用部分等化通道匹配技術。部分等化道通匹配又簡稱 PEQ (partial equalizer) [6]，PEQ 的優點在於能夠針對不同的通道環境及外加雜訊作調整，由於我們重建資料是使用軟性資訊，所以需要得到碼位元的外質資訊來做軟性決策，故在 2.2.1 節將會詳細介紹能產生軟性資訊的軟式部分等化通道匹配技術及軟式多路徑干擾消除技術。當第零級的 PEQ 估計出資料序列後，接下來第一級以後的 MPIC 就可以利用上一級所估計出來的資料重建每個路徑的接收訊號，並且可以再重新估計傳送的資料序列以及計算對數相似比，這將會比第零級所計算出資料序列的對數相似比可靠度來得佳，經過幾次上面所敘述的等化器動作後，所得到的對數相似比可靠度將會越來越佳，最後將最

後一次 MPIC 的對數相似比作硬性決策，就可得到所要估計的資訊位元序列。

2.2.1 多路徑干擾消除(MPIC)

因為第一次無法執行 MPIC，所以第一次使用的是部分等化通道匹配技術來粗估資訊，如圖 2.3 為第零級等化器架構。首先，將收到的訊號 R_{re} 經過部分匹配等化器進行通道補償，再將等化器後的訊號做解展頻的動作，因為我們是分成 6 個組合做展頻的，因此解展頻的動作也是分成 6 個組合，每個組合乘上其相對應的華氏碼，就可以得到傳送的訊號。接著我們來看如何得到軟性資訊。

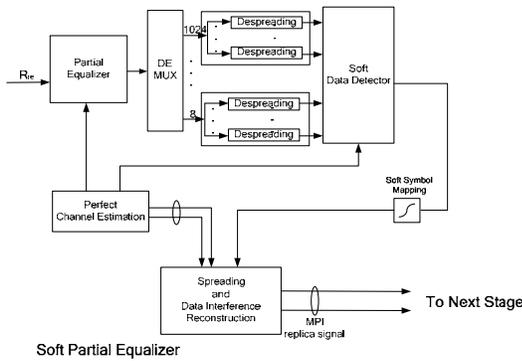


圖 2.3 第零級等化器架構

每一組合經過 PEQ 和解展頻後，其數學式表示如下[7]：

$$\begin{aligned} \hat{X}_{l,j} &= \mathbf{c}_j^T \left\{ \mathbf{W}_l^* \mathbf{H}_l \left(\sum_{k=1}^{K_l} X_{l,k} c_k \right) + \mathbf{W}_l^* \mathbf{N}_l \right\} \\ &= X_{l,j} \sum_{i=1}^{K_l} |H_{l,i}|^{1-\beta} + \sum_{i=1}^{K_l} \left(\psi_{l,i} \sum_{k \neq j} X_{l,k} c_{k,j} c_{k,i} \right) + \sum_{i=1}^{K_l} c_{j,i} \frac{H_{l,i}^*}{|H_{l,i}|^{1+\beta}} N_{l,i} \\ &= DS + IS + NS \\ l \in \{A, B, C, D, E, F\} \quad W_{l,i} &= H_{l,i} / |H_{l,i}|^{1+\beta}, \quad -1 \leq \beta \leq 1 \end{aligned}$$

$$\psi_{l,i} = |H_{l,i}|^{1-\beta} - \kappa, \quad \kappa = 1/N \sum_{i=1}^N |H_{l,i}|^{1-\beta}$$

因此我們可以分別得到 $\hat{X}_{l,j}$ 的統計平均值 (mean) 和變異數 (variance)

$$\text{Var}[IS] = (K_l - 1) \left(\sum_{i=1}^{K_l} \psi_{l,i}^2 \right)$$

$$\text{Var}[NS] = \sigma_n^2 \sum_{i=1}^{K_l} |H_{l,i}|^{-2\beta}$$

$$E[\hat{X}_{l,j}] = X_j \sum_{i=1}^{K_l} |H_{l,i}|^{1-\beta}$$

$$\begin{aligned} \text{Var}[\text{Re}\{\hat{X}_{l,j}\}] &= \text{Var}[\text{Im}\{\hat{X}_{l,j}\}] \\ &= \frac{1}{2} \text{Var}[IS] + \frac{1}{2} \text{Var}[NS] \\ &= \frac{K_l - 1}{2} \left(\sum_{i=1}^{K_l} \psi_{l,i}^2 \right) + \frac{\sigma_n^2}{2} \sum_{i=1}^{K_l} |H_{l,i}|^{-2\beta} \end{aligned}$$

我們就可以利用 $\hat{X}_{l,j}$ 的統計平均值以及變異數來計算它的軟性資訊，在此假設符元 $\hat{X}_{l,j} = \hat{P}_{l,j} + j\hat{Q}_{l,j}$ ，並假設傳送端資料為 ± 1 的機率是相等的，則其軟性資訊的對數相似比如下 (以虛部為例)：

$$L(Q_{l,j} | \hat{Q}_{l,j}) = \frac{1}{2\sigma_{Q_{l,j}}^2} \left[(\hat{Q}_{l,j} + m)^2 - (\hat{Q}_{l,j} - m)^2 \right]$$

$$\text{其中 } m_{b_j}^+ = -m_{b_j}^- = m = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \sum_{i=1}^N |H_{l,i}|^{1-\beta}, \quad \sigma_{Q_{l,j}}^2 = \text{Var}[\text{Im}\{\hat{X}_{l,j}\}]$$

得到第零級的軟性資訊後就可以利用此軟性資訊進行資料決策，接著將決策後的資料符元重新經過展頻，再搭配通道效應便可重建出軟性的多路徑干擾資料。重建的多路徑干擾將會提供給下一級 MPIC，以進行多路徑干擾消除的處理。

接著我們來介紹 MPIC 的處理過程，圖 2.4 就是 MPIC 等化器的流程，由於有第零級所產生的多路徑干擾訊號，所以在一開始就可以把每一條路徑的訊號抽出來，做法就是將收到的訊號扣掉每一條路徑的干擾訊號，再利用 MRC 做結合，結合後的訊號再分成 6 個組合做解展頻的動作，最後就計算出訊號的軟性資訊。

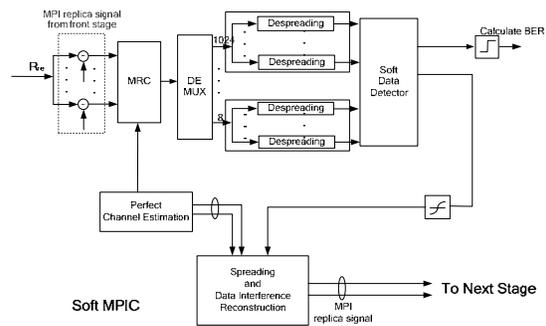


圖 2.4 等化器第一級(以上)架構圖

每個組合中的訊號其軟性資訊表示如下 [7][8]： $(\hat{X}_{l,k} = \hat{P}_{l,k} + j\hat{Q}_{l,k}$ ，此以實部為例)

$$LLR_{R_{l,j}} = \frac{2}{N_s \sigma_n^2} \text{Re} \left\{ \mathbf{c}_j^T \left[\sum_{p=1}^L \mathbf{H}_{l,p} \left\{ \mathbf{R}_l - \bar{\mathbf{H}}_{l,p} \left(\sum_{k=1}^{K_l} E[\hat{X}_{l,k}] \mathbf{c}_k \right) \right\} \right] \right\}$$

$$\text{where } \bar{\mathbf{H}}_{l,p} = \mathbf{H}_l - \mathbf{H}_{l,p}$$

$$\mathbf{R}_l = [r_{l,1}, r_{l,2}, \dots, r_{l,K_l}]^T \quad l \in \{A, B, C, D, E, F\}$$

當得到等化器後的軟性資訊，就可以利用這些更可靠的軟性資訊做資料決策，再做重建的動作和得到多路徑干擾資訊。重建的多路徑干擾資訊將會提供給下一級 MPIC，以進行多路徑干擾消除的處理。而之後再運行幾次這一級的步驟，以得到更準確的軟性資訊。

2.2.2 利用領航符元估計通道

2.2.2.1 通道估計

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。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，我們將在以下小節中介紹一維線性內插法、基於離散傅立葉轉換之一維內插法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。

● 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：

$$H[k] = H[i \cdot S_f] + \{H[(i+1) \cdot S_f] - H[i \cdot S_f]\} \cdot \frac{k - i \cdot S_f}{S_f}$$

$$\text{for } i \cdot S_f \leq k \leq (i+1) \cdot S_f$$

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

● 一維快速傅立葉轉換內插法

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 $\tilde{\mathbf{H}}$ ：

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

假設 N/S_f 是整數且 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，取樣訊號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 $1/S_f$ 。其中訊號在時域和頻域之間的關係如下所示：

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

而 $H[k]$ 和 $\tilde{H}[k]$ 的關係，如下所示：

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

假設上式中的 a 、 q 、 S_f 和 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：

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

此等式由兩層加法組成，後面的那層加法可以化簡如下：

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

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

將等式 (c) 代入等式 (b) 中，等式 (a) 可以繼續化簡為：

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

由上述推導可看出，當通道的最大延遲時間小於 (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 (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適合，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 2.5 是上述方法的示意圖。圖 2.5 (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 2.5 (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 2.5

(c) 所示。由圖 2.5 (c) 可知，當通道的最大延遲時間小於 (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。

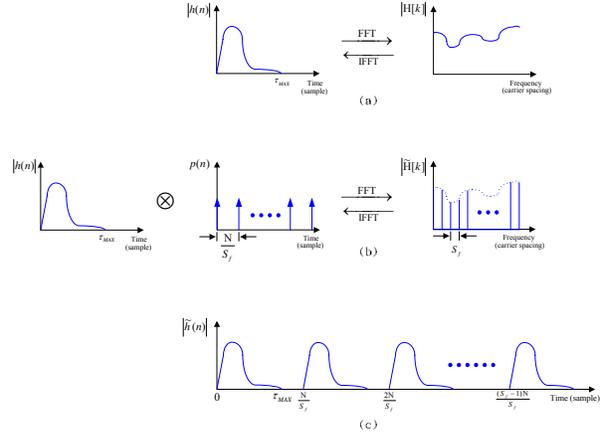


圖 2.5 (a) 完整通道響應 (b) 通道響應的取樣過程 (c) 通道脈衝響應之取樣訊號

● 改良式線性最小均方差通道估測法

改良式的線性最小均方差通道估測方法可以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

$$\hat{h}_{LMMSE} = \hat{h}_{LS} k \quad (2.1)$$

其中

$$k = [k_0, k_1, \dots, k_{N-1}]^T$$

$$\hat{h}_{LS} = \text{diag}(\hat{h}_{LS}[0], \hat{h}_{LS}[1], \dots, \hat{h}_{LS}[N-1]) \quad (2.2)$$

因此，可計算出均方誤差為

$$\begin{aligned} \varepsilon &= E \left[\|h - \hat{h}_{LS} k\|^2 \right] \\ &= E \left[(h - \hat{h}_{LS} k)^H (h - \hat{h}_{LS} k) \right] \end{aligned} \quad (2.3)$$

同理我們要找出一 k 使得估計通道與真實通道間的均方誤差 (ε) 最小

$$\nabla_k (\varepsilon) = \nabla_k \left\{ E \left[(h - \hat{h}_{LS} k)^H (h - \hat{h}_{LS} k) \right] \right\}$$

$$\begin{aligned}
&= -E\left[\hat{h}_{LS}^H (h - \hat{h}_{LS} k)\right] \\
&= -E\left[\hat{h}_{LS}^H h\right] + E\left[\hat{h}_{LS}^H \hat{h}_{LS}\right] k
\end{aligned} \quad (2.4)$$

令式(2.4)為零， $\nabla_k(\varepsilon) = 0$ 可得

$$k = \left\{E\left[\hat{h}_{LS}^H \hat{h}_{LS}\right]\right\}^{-1} E\left[\hat{h}_{LS}^H h\right] \quad (2.5)$$

其中

$$\begin{aligned}
E\left[\hat{h}_{LS}^H \hat{h}_{LS}\right] &= E[\text{diag}(h+z)^H \text{diag}(h+z)] \\
&= E[\text{diag}(h)^H \text{diag}(h)] + E[\text{diag}(z)^H \text{diag}(z)] \\
&= \text{diag}\left[\left(E\{|h_0|^2\} + \sigma_z^2, E\{|h_1|^2\} + \sigma_z^2, \dots, E\{|h_{N-1}|^2\} + \sigma_z^2\right)\right]
\end{aligned} \quad (2.6)$$

$$\begin{aligned}
E\left[\hat{h}_{LS}^H h\right] &= E[\text{diag}(h+z)^H h] \\
&= E[\text{diag}(h)^H h]
\end{aligned} \quad (2.7)$$

$$= [E\{|h_0|^2\}, E\{|h_1|^2\}, \dots, E\{|h_{N-1}|^2\}]^T$$

將式(2.6)、式(2.7)代入式(2.5)，可得

$$\begin{aligned}
k &= \left\{E\left[\hat{h}_{LS}^H \hat{h}_{LS}\right]\right\}^{-1} E\left[\hat{h}_{LS}^H h\right] \\
&= \left[\frac{E\{|h_0|^2\}}{E\{|h_0|^2\} + \sigma_z^2}, \frac{E\{|h_1|^2\}}{E\{|h_1|^2\} + \sigma_z^2}, \dots, \frac{E\{|h_{N-1}|^2\}}{E\{|h_{N-1}|^2\} + \sigma_z^2} \right]^T
\end{aligned} \quad (2.8)$$

假設通道和雜訊為 uncorrelated，即

$$E\{|h|^2\} \approx \hat{h}_{LS}^2 - \hat{\sigma}_z^2, \text{ 可得}$$

$$k = \left[\frac{E\{|h_0^{LS}|^2\} - \sigma_z^2}{E\{|h_0^{LS}|^2\}}, \frac{E\{|h_1^{LS}|^2\} - \sigma_z^2}{E\{|h_1^{LS}|^2\}}, \dots, \frac{E\{|h_{N-1}^{LS}|^2\} - \sigma_z^2}{E\{|h_{N-1}^{LS}|^2\}} \right]^T \quad (2.9)$$

為避免負值的出現，將(2.9)改寫為

$$k = \left[\frac{E\{|h_0^{LS}|^2\}}{E\{|h_0^{LS}|^2\} + \sigma_z^2}, \frac{E\{|h_1^{LS}|^2\}}{E\{|h_1^{LS}|^2\} + \sigma_z^2}, \dots, \frac{E\{|h_{N-1}^{LS}|^2\}}{E\{|h_{N-1}^{LS}|^2\} + \sigma_z^2} \right]^T \quad (2.10)$$

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

$$\hat{\sigma}_z^2 = \frac{1}{N - N_g} \sum_{n=N_g}^{N-1} |\hat{h}_{LS}(n)|^2 \quad (2.11)$$

由式(2.11)可看到，這種改良式的線性最小均方差通道估測方法只需要知道 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(2.10)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。

2.2.2.2 雜訊能量估計

由於在軟性多路徑干擾消除處理時，需計算訊號的軟性資訊。而計算訊號的軟性資訊不只需要通道參數，同時也需要雜訊能量參數 (Noise variance)。因此本計畫針對我們所提出的新型數位電視廣播系統，設計出三種雜訊能量估計方法。三種方法概述如下，

● 利用資料載波 (Data carrier) 估計方法

資料載波估計方法必須先完成通道估計。在此我們所使用的通道估計做法為運用 DVB-T 系統中每一個 OFDM 符元上的散佈領航訊號估出在領航訊號上的頻域通道參數，再用一維線性內差的方法估算出整個 OFDM 符元所經過的完整頻域通道，因假設通道的脈衝響應不會超過護衛間隔的長度，所以估計出來的通道先轉到時域並取出前面護衛間隔長度的部分後再轉至頻域，以期能排除 AWGN 的影響。這樣經過消抵 AWGN 後的頻域估計通道才用於雜訊能量估計。

資料載波估計方法是運用 OFDM 符元上的資料載波能量包含有傳送訊號及雜訊能量的基本概念。詳細說明如下：(假設傳送訊號和 AWGN 之間是獨立的)

$$\text{trace}(R_{yy}) = \text{trace}(E\{\mathbf{Y}\mathbf{Y}^H\}) = \sigma_s^2 \text{trace}(\tilde{H}(f)\tilde{H}^H(f)) + N_{data}\sigma_N^2$$

$$\sigma_N^2 = \frac{1}{N_{data}}(\text{trace}(R_{yy}) - \sigma_s^2 \text{trace}(\tilde{H}(f)\tilde{H}^H(f)))$$

因在做通道估計的時候運用到領航訊號，所以對於上面的式子必須對 σ_s^2 的部分再加以修正，也就是必須把領航訊號的能量考慮進去，所以更改如下

$$\sigma_N^2 = \frac{1}{N_{data}}(\text{trace}(R_{yy}) - \sigma_s^2 \sum_{k \in D} \tilde{H}(f_k)\tilde{H}^H(f_k) - \sigma_p^2 \sum_{l \in P} \tilde{H}(f_l)\tilde{H}^H(f_l))$$

其中

D 為次載波為資料訊號的指標所組成的集合

P 為次載波為領航訊號的指標所組成的集合

σ_p^2 為領航訊號的能量； σ_s^2 為資料訊號的能量

● 利用零值載波 (Null carrier) 估計方法

零值載波估計方法的基本概念是利用 OFDM 符元上的零值載波能量只有雜訊能量。詳細說明如下：

在零值載波上的訊號能量即為雜訊能量，所以將接收訊號在應為零值載波的位置上的能量，即為雜訊能量 σ_N^2

$$\sigma_N^2 = \frac{1}{N_{null}} \text{trace}(R_{yy} (N_{data} + 1 : N))$$

其中， N_{data} ， N_{null} 分別為一個 OFDM 符元資料載波及零值載波的個數。

● 子空間基底 (Subspace-based) 估計方法

[9]

OFDM 的系統中，第 i 個次載波上的訊號可以用 $Y_i = H_i X_i + N_i$ 來表示，當 X_i 為已知(例如，

領航訊號)，我們可以用 $\hat{H}_i = \frac{Y_i}{X_i} = H_i + \frac{N_i}{X_i}$ 來得

到估計的 H_i ，由式子可以看出雜訊也隱藏在 \hat{H}_i 中，所以在這個方法裡面，我們利用了通道的統計特性，來估算雜訊能量。

在系統裡，包含有兩種領航訊號，一為散亂領航訊號 (scattered pilot)，另一種為連續領航訊號 (continual pilot)。連續領航訊號上的頻域通道可以用 $\hat{\mathbf{H}}_p = \mathbf{W}_p \mathbf{h}_p + \mathbf{n}_p$ 表示， $\hat{\mathbf{H}}_p$ 為估計的頻域通道， \mathbf{W}_p 為傅立葉轉換矩陣， \mathbf{h}_p 為時域的脈衝響應 (impulse response)， \mathbf{n}_p 為這些連續領航訊號上的雜訊。

由 $\hat{\mathbf{H}}_p$ 的自相關矩陣 (autocorrelation

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_p &= E[\hat{\mathbf{H}}_p \hat{\mathbf{H}}_p^H] \\ \text{matrix}) &= \mathbf{W}_p E[\mathbf{h}_p \mathbf{h}_p^H] \mathbf{W}_p^H + E[\mathbf{n}_p \mathbf{n}_p^H] \\ &= \varphi + \sigma_N^2 \mathbf{I} \end{aligned}$$

可以發現藉由估計 \mathbf{R}_p 可以求得雜訊能量。首先觀察到 $\varphi = \mathbf{W}_p E[\mathbf{h}_p \mathbf{h}_p^H] \mathbf{W}_p^H$ ，由於 \mathbf{W}_p 和 \mathbf{w}_p^H 為全秩矩陣 (full rank)，所以 φ 的秩由 $E[\mathbf{h}_p \mathbf{h}_p^H]$ 的秩決定，而 $E[\mathbf{h}_p \mathbf{h}_p^H]$ 的秩和路徑的數目有關。所以如果把 φ 的特徵值 (eigenvalue) 由大到小排列，只有前面 L 個特徵值不為零(假設通道路徑數目為 L)，其餘的特徵值皆為零。因此，若假設 $\hat{\lambda}_1 \geq \hat{\lambda}_2 \geq \dots \geq \hat{\lambda}_p$ 為 \mathbf{R}_p 的特徵值且由大到小排列，則 $P-L$ 個小 \mathbf{R}_p 的特徵值等於 σ_N^2 (i.e. $\lambda_{L+1} = \lambda_{L+2} \dots \lambda_p = \sigma_N^2$) 其中 P 為領航訊號載波個數。子空間基底估計方法步驟詳細說明如下：

步驟 1 利用最小記述長度 (Minimum descriptive length) 估計通道路徑個數 (\hat{L})

➤ 假設利用領航訊號所估計的通道為 $\hat{\mathbf{H}}_p(k) = \{H_i(k) \mid i \in \text{pilots}\}$

其中， $H_i(k)$ 為第 k 個 OFDM 符元的第 i 個次載波的估計通道， P 為連續領航次載波個數。

➤ 計算通道相關矩陣 $\hat{\mathbf{R}}$ 及 $\hat{\mathbf{R}}$ 的特徵值 $\hat{\lambda}_1 \geq \hat{\lambda}_2 \geq \dots \geq \hat{\lambda}_p$

$$\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M \hat{\mathbf{H}}_p(k) \hat{\mathbf{H}}_p^H(k)$$

此外，我們再定義目標方程如下

$$MDL(k) = -M(P-k) \log \left[\frac{\prod_{i=k+1}^P \hat{\lambda}_i^{(P-k)}}{\frac{1}{P-k} \sum_{i=k+1}^P \hat{\lambda}_i} \right] + \frac{1}{2} k(2P-k) \log(M)$$

則

$$\hat{L} = \arg \min_k MDL(k) \quad k \in \{1, \dots, P-1\}$$

步驟 2 利用 $\hat{\mathbf{R}}$ 的特徵值估計雜訊能量 σ_N^2

$$\sigma_N^2 = \frac{1}{P - \hat{L}} \sum_{i=\hat{L}+1}^P \hat{\lambda}_i$$

3 模擬結果與討論

3.1 多路徑干擾消除模擬結果與討論

表 3.1 本計畫多路徑干擾消除系統模擬環境設定

調變	QPSK
載波頻率	600MHz
頻寬	7.61 MHz
次載波個數	2048
有效符元時間	224μs
護衛間隔	56μs
整個符元時間	280μs
車速	30 km/hr, 120 km/hr
都普勒頻率	16.66Hz, 66.66Hz
路徑個數	2
最大延遲擴散	13.89μs (127 samples)
部分等化通道匹配	Fix Channel: β=0.7 Fading Channel: β=0.5

本計畫系統電腦模擬的通道模型及假設條件為：

● 多路徑干擾消除

1. 能量 1:1 的雙路徑固定通道。
2. 能量 1:1 的雙路徑衰減通道，由傑克衰減模型產生。

3.1.1 多路徑干擾消除模擬結果與討論

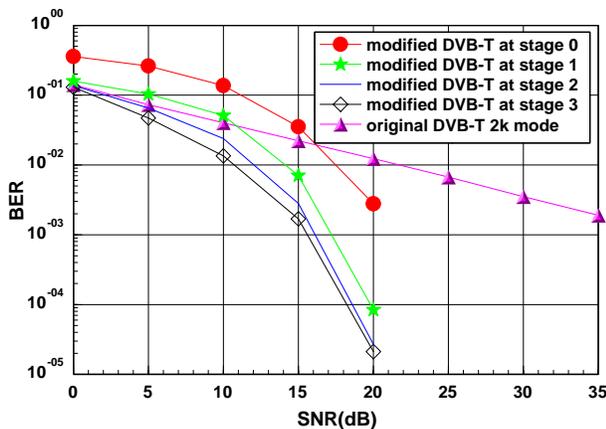


圖 3.1 能量 1:1 的雙路徑固定通道模擬

結果

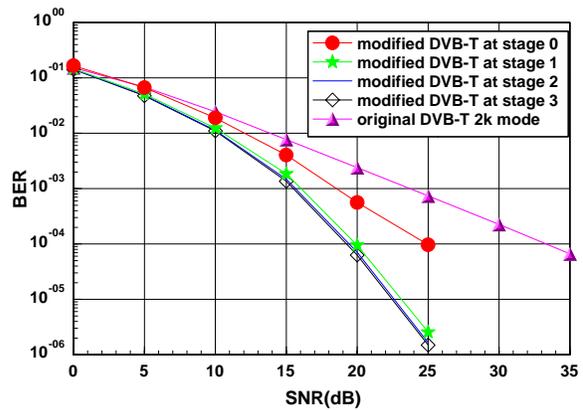


圖 3.2 能量 1:1 的雙路徑衰減通道車速 30km/hr 模擬結果

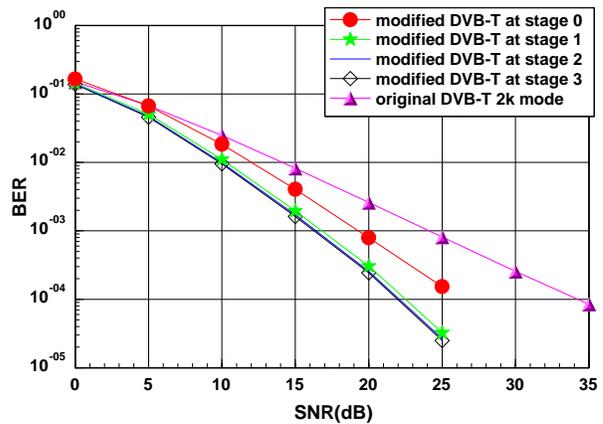


圖 3.3 能量 1:1 的雙路徑衰減通道車速 120km/hr 模擬結果

圖 3.1 顯示了我們所提出的結合多路徑干擾消除技術之新一代數位廣播系統與現行數位廣播系統在雙路徑固定通道的模擬結果。從圖中可看出，很明顯的，隨著多路徑干擾消除遞迴次數增加，系統效能均會改善。但系統效能改善的程度會隨著遞迴次數的增加而趨緩。另外，相較於現行數位廣播系統 SNR 在 15dB 以上，我們所提出的結合多路徑干擾消除技術之新一代數位廣播系統效能改善許多。圖 3.2、圖 3.3 顯示了我們所提出的結合多路徑干擾消除技術之新一代數位

廣播系統與現行數位廣播系統在雙路徑通道考慮接收機移動速率的模擬結果。從圖中我們可以看出考慮接收機移動速率的情況下，多路徑干擾消除技術在遞迴次數超過 2 次以後系統效能增進並不明顯。但相較於現行數位廣播系統我們所提出的結合多路徑干擾消除技術之新一代數位廣播系統效能不管 SNR 為何皆能改善許多。

此處，我們所要探討的是多路徑干擾消除的能力，因此在此模擬中通道估計是完美的。在由各張模擬結果可以看出，在stage 0 也就是使用展頻和soft PEQ技術後，系統效能就比原先的OFDM架構有所提高，再之後利用soft MPIC技術，系統效能就能得到更好的效益，例如在有衰減通道下：以錯誤率 10^{-2} 為基點來看，就提高了有 3dB 左右的效能，以錯誤率 10^{-3} 為基點來看，就提高了有 6dB 左右的效能。雖然MPIC技術可以一直反覆進行，但是其結果並不是能無限加強，而是有一個收斂值，這可以從模擬圖看出，而從模擬圖看出只要大約運行 3 次MPIC後，其效果就會收斂。

3.2 利用領航符元估計通道模擬結果

3.2.1 通道估計模擬結果與討論

在通道估計的部份，我們模擬系統在使用一維傅立葉轉換、二維傅立葉轉換及改良式線性最小均分差通道估測方法來了解通道估測的效能，由於一維線性內插法效能較差，故不列入模擬結果討論。模擬中定義了參數SDR (Signal to Distortion Ratio) 以分別各方法之優劣：

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

SDR 越大，表示估計誤差越小。

模擬所使用的參數為多路徑衰變通道，路徑能量比分別為1:1和9:1，最大延遲都設定為50 個 samples(即 $50 \times 7/64$ usec)，車速為 30km/hr。

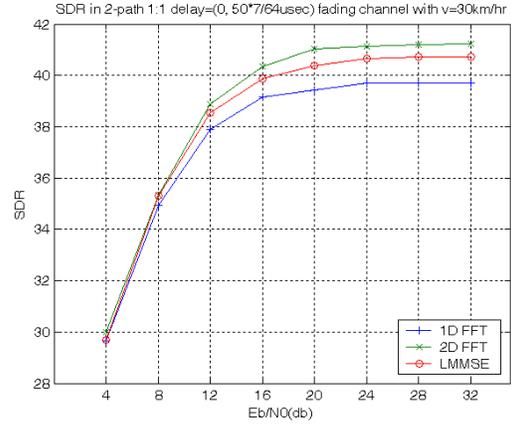


圖 3.4 雙重路徑，路徑能量比 1 : 1 Delay= $50 \times 7/64$ usec 車速 30km/hr 的 SDR

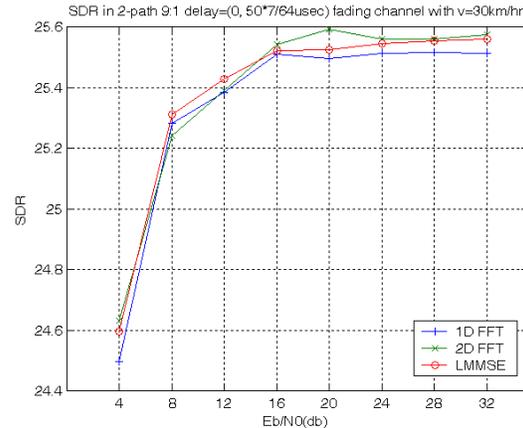


圖 3.5 雙重路徑，路徑能量比 9 : 1 Delay= $50 \times 7/64$ usec V=30km/hr 的 SDR

圖 3.4 為雙重路徑，路徑能量比 1 : 1 最大路徑延遲為 $50 \times 7/64$ usec，車速 30km/hr 一維線性內插通道估測法，一維快速傅力葉轉換內插通道估測法，及改良式線性最小均方差通道估測法的 SDR 值。而圖 3.5 則為路徑能量比 9 : 1 時，所提出三個通道估測法的 SDR 值。由圖 3.4, 3.5 可知，不管路徑能量比為何，所提出的通道估測法在訊號雜訊比 (Eb/No) 大於 16dB 以後，SDR 的增加幅度趨緩，此則意味著所提出三個通道估測法在訊號雜訊比 16dB 為即可達到估計誤差的穩定值。在圖 3.4

三個通道估測法 SDR 最大值約分別為 41，40，39 而圖 3.5 三個通道估測法 SDR 最大值約為 25.5。因為 SDR 越大，表示估計誤差越小，所以所提出的三個通道估測法在路徑能量比為 1:1 的通道估計誤差較 9:1 的通道估計誤差小。此外，由圖 3.4，3.5 可知（路徑能量比為 1:1 或是 9:1），一維傅立葉轉換的方法簡單，但是 SDR 表現較差，而二維傅立葉轉換方法在 SDR 表現最好，但設計較為複雜，不適用於需要簡捷的 DVB-T 接收機上，改良式線性最小均分差通道估測方法的表現與複雜度，則剛好介在一維與二維快速傅立葉方法之間，尤其是高訊雜比時，其效能可以趨近二維傅立葉轉換方法，因此是不錯的通道估計方法。

3.2.2 訊雜比估計模擬結果與討論

我們以訊號與雜訊能量比（Signal to Noise Ratio, SNR）及均方誤差（Mean Square Error, MSE）來檢驗雜訊能量估測器的效能。訊號與雜訊能量比與均方誤差的定義分別如下，

$$SNR = \sigma_s^2 / \hat{\sigma}_N^2$$

$$MSE = \frac{1}{trial} \sum_{m=1}^{trial} (\hat{\sigma}_N^2 - \sigma_{N,actual}^2)^2$$

其中，

σ_s^2 為訊號能量其定義於各個方法相對應於依序如下，

$$\sigma_s^2 = \frac{1}{N_{data}} \left(\sum_{k \in D} \sigma_s^2 + \sum_{l \in P} \sigma_p^2 \right)$$

$$\sigma_s^2 = \frac{1}{N_{data}} trace(R_{yy}(1:N_{data})) - \hat{\sigma}_N^2$$

$$\sigma_s^2 = \frac{1}{P} \left(\sum_{i=1}^{\hat{L}} \hat{\lambda}_i - \hat{L} \hat{\sigma}_N^2 \right)$$

以上各式中的參數定義同 2.2.2.2 節定義。

$trial$ 為總實驗次數，在本模擬中為 10^3 。

$\sigma_{N,actual}^2$ 為實際上的雜訊能量。在子空間基底估計方法中，為求通道相關矩陣 $\hat{\mathbf{R}}$ ，所設定參數 $M=10^2$ 。

而，模擬在以下三種不同的通道中執行

- (1) AWGN
- (2) Multipath Fading channel 兩個路徑能量比和延遲分別為 4:1 及 15 取樣，並考慮兩種接收機移動速度，分別為 30km/hr 和 120km/hr。

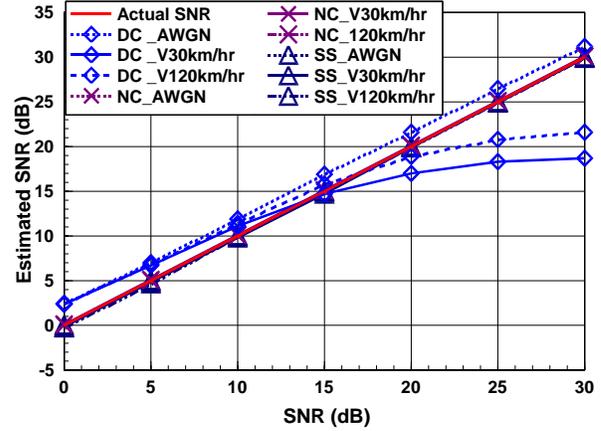


圖 3.6 三種方法在不同通道下估測的訊雜比效能

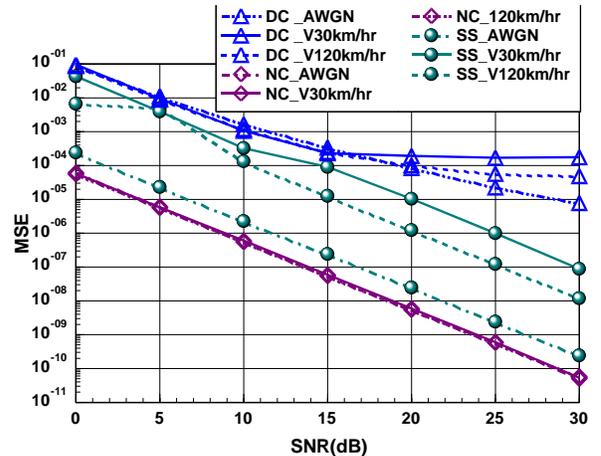


圖 3.7 三種方法在不同通道下估測雜訊的均方誤差效能

圖 3.6 和 3.7 分別為三種方法在不同通道下估測的訊雜能量比及均方誤差效能模擬圖。為利用資料載波估計方法我們簡稱為 DC；同樣的，利用零值載波估計模擬方法簡稱為 NC；子空間基底估計方法為 SS。在圖 3.6 中，系統的 SNR 為斜率為 1 的直線。從模擬中可發現，NC 及 SS 方法並不會因為接收機的移動速度增加而變

差。亦即，NC 及 SS 方法對於都普勒頻率漂移 (doppler frequency) 並不敏感。而 DC 的方法隨著 SNR 越高，估計的 SNR 反而脫離真正的 SNR。這是由於都普勒頻率漂移使得載波間的正交性遭到破壞，產生中間載波干擾 (ICI)。而，中間載波干擾導致 DC 方法的估計錯誤。另一方面，由於 DC 方法需要通道資訊，這使得估計通道的準確度會影響 DC 方法。圖 3.7 為均方誤差效能模擬圖，NC 及 SS 方法隨著 SNR 越高，均方誤差越小。而，DC 方法因中間載波干擾的緣故，使得均方誤差較大。亦可驗證圖 3.6 的效能說明。

4 結論

本計畫是將多路徑干擾消除的技術 (MPIC) 與 CDMA-OFDM 的技術相結合來提昇歐規數位電視標準 (DVB-T) 的效能，經過理論分析與電腦模擬的結果，都顯示此技術可以有效提昇系統的效能，在運算複雜度允許的情況下，增加 MPIC 運算的級數，將可以更增強系統的表現，本計畫未來如果針對編碼與解碼的部份加以改良，例如使用 LDPC 碼來取代里德所羅門碼及迴旋碼當作整體的通道編碼，將可以更進一步提昇數位電視的效能，這將可以是數位電視相關計畫未來值得研究的方向。

5 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] Louis L. Scharf, Statistical Signal Processing, Addison-Wesley, 1991.
- [4] K. Higuchi, A. Fujiwara, M. Sawahashi, "Multipath interference canceller for high-speed packet transmission with adaptive modulation

and coding scheme in W-CDMA forward link", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 20, No. 2, pp. 419 - 432, Feb. 2002.

[5] Andrew J. Viterbi, CDMA: Principles of Spread Spectrum Communication, Addison-Wesley, 1995.

[6] Slimane, S.B., "Partial equalization of multi-carrier CDMA in frequency selective fading channels", IEEE Conference on Communications, Vol. 1, pp. 26-30, June 2000.

[7] Tzu-Hao Huang, "A Study on Soft Multipath Interference Cancellation Techniques for MC-CDMA Systems", NCTU Master Thesis, 2005.

[8] John L. Fan, Constrained Coding and Soft Iterative Decoding, Kluwer Academic Publishers, 2001.

[9] Xiaodong Xu; Ya Jing; Xiaohu Yu, "Subspace-Based Noise Variance and SNR Estimation for OFDM System," IEEE Wireless Communications and Networking Conference, Vol. 1, pp. 23-26, March, 2005.