

結合平行干擾消除與統計決策在多輸入多輸出之正交載波分頻多工的系統改良與分析

江松茶 雲林科技大學 jiangsj@yuntech.edu.tw
陳建仁 雲林科技大學 9651713@yuntech.edu.tw
李佳鴻 雲林科技大學 g9851717@yuntech.edu.tw

摘要

多輸入多輸出 (MIMO) 與正交分頻多工 (OFDM) 技術的結合已被視為未來的無線通訊技術，如 IEEE 802.11n 與 IEEE 802.16 WiMAX 及 3GPP LTE 系統。但 MIMO-OFDM 系統在移動或多路徑延遲的時變衰退通道環境下，會破壞子載波間的正交性，這會引起嚴重的子載波干擾 (ICI)，從而導致系統性能顯著退化，且若都普勒頻率增加將會變的更加嚴重。在此，我們提出了一個低複雜性的行平行干擾消除迭代接收器並結合了統計決策作為 ICI 干擾消除，以降低時變衰退通道的影響。

關鍵詞：WiMAX、3GPP LTE、平行干擾消除、統計決策

1. 前言

在近代的通訊系統中，正交分頻多工 (OFDM) 技術已成為新的無線通訊應用中最熱門之傳輸調變選擇，而使用 OFDM 技術可以增加頻寬、降低干擾、提高保密性並解決多路徑衰減等通訊障礙。而多輸入多輸出 (MIMO) 合併 OFDM 的系統則大幅提升了系統的傳輸效能，並且已被採用在未來的高速無線網路技術，如 IEEE 802.16 WiMAX 與 IEEE 802.11n 及 3GPP LTE 系統裡。

而在 MIMO-OFDM 傳送天線數量大於接收天線時且傳輸在移動或高延遲的多路徑衰退通道環境下，會因為都普勒效應 (Doppler Shift effect) 而產生載波頻率偏移 (Carrier Frequency Offset, CFO)，造成子載波間失去它的正交性，而引起嚴重的子載波間的干擾 (Inter-Carrier Interference, ICI)，使得系統性能退化，在本研究中我們提出了一個低複雜性的平行迭代干擾消除 (Iterative Parallel Interference Canceller, Iterative PIC)，且在 Iterative PIC 裡加入我們提出的決策統計

(Decision Statics Combining, DSC) 讓相鄰子載波所帶來的干擾能有效抑制，而在計算複雜度上也顯著降低。在另一方面 MIMO-OFDM 接收機上的訊號檢測的準確度直接影響了系統的總性能，所以為了可以更準確的估測高延遲衰退的通道環境，在傳送端我們加入引導符元 (Pilot Symbols) 來做通道估測 (Channel Estimation, CE)，讓接收端能得到更好的估測值。

2. 遞迴解碼架構

本節我們要先來討論迴旋編碼 (Convolutional codes) 編碼演算法和最大事後機率 (maximum a posteriori probability, MAP) 迭代解碼架構，因為迴旋碼、渦輪碼 (Turbo codes) 及 LDPC 已被選為近代通訊最佳的編碼機制，所以 2.1 節我們將先介紹遞迴系統迴旋碼演算法和 MAP 解碼演算法。

2.1 遞迴系統迴旋碼

迴旋碼 (convolutional code) 已廣泛應用在數位傳輸系統上，最大的原因在於編碼設計簡單及斐特比所提出的解碼演算法。我們大致上可將迴旋碼分為非系統迴旋碼 (nonsystematic convolutional code: NSC) 及系統迴旋碼 (systematic convolutional code) 兩種，如(1)式所示首先考慮一個碼速率為 1/2、強制長度為 K 的 NSC，假設 d_k 為在時間 k 的輸入信號， X_k 及 Y_k 為編碼器輸出的一對編碼字元。其中

$$X_k = \sum_{i=0}^{K-1} g_{li} d_{k-i} \text{ mod } 2, g_{li} = 0, 1 \quad (1)$$

以及

$$Y_k = \sum_{i=0}^{K-1} g_{2i} d_{k-i} \text{ mod } 2, g_{2i} = 0, 1 \quad (2)$$

式中 $m=K-1$ ，為迴旋編碼器正反器的個數。

而 $G1 = \{g_{1i}\}$ 及 $G2 = \{g_{2i}\}$ 為編碼多項式。我們知道在相同的限制強度下，因為 NSC 有較大的自由距離 (free distance)，所以在高訊雜比 (SNR) 時位元錯誤率的表現比系統迴旋碼要好，而在低訊雜比則情況相反。遞迴系統迴旋碼 (recursive systematic convolutional code, RSC) 結合了系統迴旋碼及 NSC 的特性。當高碼速率 (大於 2/3)，在任何訊雜比的情形下 RSC 效能比非系統迴旋碼要好。如(2)式所示，碼速率 1/2 的 RSC 是將 NSC 其中一個的編碼字元反饋到輸入端，而另一個編碼字元則等於輸入端 (將此編碼字元稱為系統位元，另一則為查核位元)。假設強制長度等於 K，在時間 k 時輸入一信號 d_k ，則我們可以遞迴運算計算 a_k 為式 (3)

$$a_k = d_k + \sum_{i=1}^{K-1} g_i a_{k-i} \text{ mod } 2 \quad (3)$$

式(3)中假使 $X_k = d_k$ 則 $g_i = g_{1i}$ ，反之假使

$Y_k = d_k$ 則 $g_i = g_{2i}$ 。假設輸入信號 d_k 為 0 和 1，

且出現的機率一樣，則 a_k 的統計特性與 d_k 相同[1]。而圖(1)NSC 及圖(2)RSC 的自由距離一樣，相同地，其對應於相同編碼字元的編碼狀態也是一樣地。當然對於相同的輸入信號 d_k ，

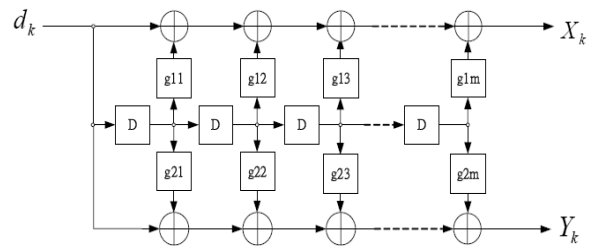
NSC 及 RSC 所輸出的編碼字元是不同的。由此我們可以說對於相同的編碼多項式 G1 及 G2，NSC 及 RSC 的權重分布 (weight distribution)

是相同的。唯一的不同是輸入信號所對應的編碼字元。我們可以進一步寫出 RSC 的編碼字元如下

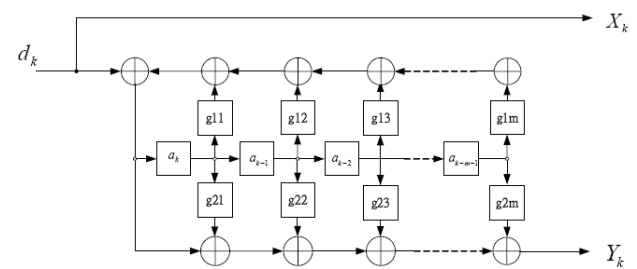
$$Y_k = \sum_{i=0}^{K-1} \gamma_i a_{k-i} \text{ mod } 2 \quad (4)$$

$X_k = d_k$ (4) 式中，係數 γ_i 分別等於 g_{1i} 或 g_{2i}

當 $Y_k = d_k$ 或 $X_k = d_k$



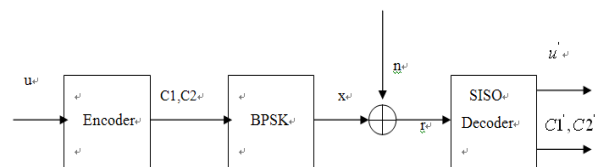
圖(1)非系統迴旋碼(NSC)



圖(2)遞迴系統迴旋碼(RSC)

2.2 解碼

2.2.1 系統模組



圖(3)編解碼系統模組在調變為 BPSK 通道為 AWGN 下

圖(3)為編解碼系統模組，在由迴旋編碼後使用 BPSK 調變我們定義為(5)式[2]。

$$x_1^\Gamma = (x_1, \dots, x_t, \dots, x_T) \quad (5)$$

這裡的 $x_t = [x_t^{(0)}, x_t^{(1)}, \dots, x_t^{(n-1)}]$ ，調變後的序列 x_1^Γ 在經過 AWGN 通道後，接收到的序列為

$$r_1^\Gamma = (r_1, \dots, r_t, \dots, r_T)$$

，這裡的 $r_t = [r_t^{(0)}, r_t^{(1)}, \dots, r_t^{(n-1)}]$ 。接收器偵測到

的序列為 r_1^Γ ，在軟入軟出 (SISO) 解碼可以產生估計輸入信息序列，及估計編碼序列。

2.2.2 對數相似比值 (Log-Likelihood Ratio, LLR) 之概念

在二元 AWGN 通道下，假設傳送的訊息位元 d 大小為 ± 1 、 x 為由解調器所接收的軟值，由貝氏定理 (Bayes' theorem) 我們定義事後機率 (a posteriori probability: APP) 如下

$$P(d = i / x) = \frac{P(x / d = i)P(d = i)}{P(x)} \quad (6)$$

其中 $P(x) = P(x / d = -1) P(d = -1) + P(x / d = +1) P(d = +1)$ (6) 式中我們將 $P\{d = i / x\}$ 稱為 APP，其為一條條件機率。而 $P\{d = i\}$ 則稱之為事前機率。我們利用 (6) 式來定義事後機率之對數相似比值 (Log-Likelihood Ratio, LLR)。

$$\begin{aligned} L(d / x) &= \log \left[\frac{P(d = +1 / x)}{P(d = -1 / x)} \right] \\ &= \log \left[\frac{P(x / d = +1)P(d = +1)}{P(x / d = -1)P(d = -1)} \right] \end{aligned} \quad (7)$$

所以

$$\begin{aligned} L(d / x) &= \log \left[\frac{P(x / d = +1)}{P(x / d = -1)} \right] \\ &+ \log \left[\frac{P(d = +1)}{P(d = -1)} \right] \end{aligned} \quad (8)$$

或

$$L(d / x) = L(x / d) + L(d) \quad (9)$$

其中假設接收端由通道接收到信號為 x ， $d=+1$ 的機率較高則對數相似比值 $L(d / x)$ 將大於零，反之，則小於零。所以我們知道事後機率，就可以對 LLR 值來決定原來的訊息 d 。 $L(x / d)$ 為在訊息位元 $d=+1$ 或 $d=-1$ 的情形下，信號 x 的對數相似比值。而 $L(d)$ 為訊息位元 d 的事前對數相似比值 (priori LLR) 或稱為事前消息 (priori information)，其資訊提供所考慮訊息位元的可能值。為了簡化符號，我們將 (9) 式改寫為

$$L(\hat{d}) = L_c(x) + L(d) \quad (10)$$

假設我們考慮一 1/2 碼速率系統碼，則傳送的訊息包含了系統位元及查核位元，則對應系統碼的元件解碼器之軟輸出 LLR 可寫成 [1]

$$\Lambda(\hat{d}) = L(\hat{d}) + L_e(\hat{d}) \quad (11)$$

其中 $L(\hat{d})$ 為由解調器接收的訊息位元之 LLR，

而 $L_e(\hat{d})$ 稱為附帶對數相似比值 (extrinsic LLR) 或附帶消息 (extrinsic information)，附帶消息係由元件解碼器所產生。由式 (10)、(11)，我們可將元件解碼器的軟輸出寫成

$$\Lambda(\hat{d}) = L_c(x) + L(d) + L_e(\hat{d}) \quad (12)$$

由式(12)，對應一系統碼的元件解碼器之軟輸出可分為三個部分，第一部份 $L_c(x)$ 為在系統位元 $d = +1$ 或 $d = -1$ 的情形下，信號 x 的 LLR；第二部分 $L(d)$ 為系統位元的事前消息，而第三部份為解碼器產生的附帶消息。假設在離散 AWGN 通道下，這三個資訊在統計上是互為獨立的。我們可將 $\Lambda(\hat{d})$ 作硬決定來求得解碼字元如下

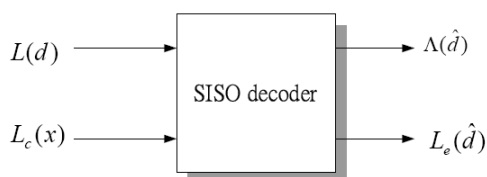
$$\hat{d} = \text{sgn}(\Lambda(\hat{d})) \quad (13)$$

由式(13)，當 $\Lambda(\hat{d})$ 大於零時，則解碼字元

$$\hat{d} = +1, \text{ 反之, 則 } = \hat{d} - 1.$$

2.2.3 軟入軟出解碼器(soft in soft out: SISO)

典型通訊接收機的解調器通常被設計為可以傳遞軟值給解碼器，使解碼器的效能能夠提昇，若解碼器的輸出也是一個軟值的話，則這樣的解碼器通常稱為”軟入軟出”(soft in soft out: SISO)解碼器。而迴旋碼便是使用 SISO 解碼器作遞回運算以達更好的效能。由式(12)，我們可以將解碼器的軟輸出分為三個部分，且三個部分互為獨立事件，因此我們把 $L(d)$ 及 $L_c(x)$ 作為解碼器的輸入，而 $L_e(\hat{d})$ 則由解碼器所產生，如圖(4)所示，SISO 解碼器有兩個輸出及兩個輸入。其中軟輸出 LLR 可由式(12)求得。對一系統碼而言 $L_c(x)$ 包含了查核位元及系統位元的軟值。



圖(4)SISO 解碼器

接下來我們將介紹 SISO 解碼的方式，主要可以分為三種：

- (1) 最大事後機率演算法則 (maximum a posteriori probability algorithm: MAP)；
- (2) 對數化最大事後機率演算法(Log-MAP)。
- (3) 軟入軟出斐特比演算法則(soft in soft out Viterbi algorithm, SOVA)。

其中 MAP 為最佳的解碼方式；而 Log-MAP 為 MAP 的簡化與 MAP 相較 SOVA 解碼架構較為簡單，但其效能較差，其編碼增益約損失 0.5dB 左右。我們在下一節將只針對 MAP 法則作介紹；

2.2.4 MAP 演算法

MAP (Maximum a posteriori probability) 演算法是由 Bahl、Cocke、Jelinik 及 Raviv 四人在 1974 年提出[3]，為了紀念他們的貢獻，所以又稱為 BCJR 演算法。Berrou、Glavieux 以及 Thitimajshima 提出了使用 MAP 演算法應用於遞迴式解碼 (iterative decoding) 的方法[1]。我們將推導適用於系統迴旋碼的 MAP 演算法則。接下來我們先探討解碼器的軟入軟出 (Soft In Soft Out, SISO) 的 MAP 演算法，在 MAP 演算法中要得到最小的錯誤機率要由軟輸出 (Soft Output) 去估測 (A Posteriori Probability, APP) 值，在這裡我們假設接收到的訊號序列為 r ，解碼計算使用對數相似比值 (Log-Likelihood Ratio, LLR) 表示為式(14)

$$\Lambda(u_t) = \log \frac{P(u_t = 1 | r_t^\Gamma)}{P(u_t = 0 | r_t^\Gamma)} \quad (14)$$

在硬決策 (Hard decision) 後的位元結果表示為

$$\tilde{u}_t = \begin{cases} 1 & \text{if } \Lambda(u_t) \geq 0 \\ 0 & \text{if } \Lambda(u_t) < 0 \end{cases} \quad (15)$$

傳送訊號的機率表示為式(16)

$$P(r_n^\Gamma | x_n^\Gamma) = \prod_{t=1}^{\Gamma} R(r_t | x_t) \quad (16)$$

$$R(r_t | x_t) = \prod_{i=0}^{n-1} p(r_t^{(i)} | x_t^{(i)}) \quad (17)$$

在 AWGN 的無記憶的通道環境裡，變異數 (variance) 為 σ_w^2 我們可以從高斯分佈可得

$$p(r_t^{(i)} | x_t^{(i)} = j) = \frac{1}{\sqrt{2\sigma_w}} e^{-\frac{(r_t^{(i)} - j)^2}{2\sigma_w^2}}, j \in \{0,1\} \quad (18)$$

APP 的訊息位元可以從式(19)計算得到

$$P(u_t = j | r_1^\Gamma) = \sum_{(s',s) \in B_t^j} P(S_{t-1} = s', S_t = s | r_1^\Gamma) = \sum_{(s',s) \in B_t^j} \frac{P(S_{t-1} = s', S_t = s, r_1^\Gamma)}{P(r_1^\Gamma)} \quad (19)$$

$0 \leq s', s \leq M_s - 1$ 是 trellis 的狀態 (states), B_t^j 是設定傳送訊號由 $s' \rightarrow s$ 輸入的位元 $u_t = j$ 。

我們定義 $\varphi_t = (s', s) = P(S_{t-1} = s', S_t = s, r_1^\Gamma)$ ，所以 LLR 就可以表示為式(20)

$$\Lambda(u_t) = \log \frac{\sum_{(s',s) \in B_t^1} \varphi_t(s', s)}{\sum_{(s',s) \in B_t^0} \varphi_t(s', s)} \quad (20)$$

由式(20)我們知道要求出 $\Lambda(u_t)$ 值必須要計算

$\varphi_t = (s', s)$ 的聯合機率 (joint probability)，假設通道為沒有記憶的通道 (memoryless channel)，

所以 joint probability $\varphi_t = (s', s) =$

$\alpha_t(s) \cdot \beta_t(s) \cdot \gamma_t(s', s)$ 可以寫成三個獨立的機率相乘，我們可以定義此三個獨立的機率如式(21-23)

$$\alpha_t(s) = P(S_t = s, r_1^t) \quad (21)$$

$\beta_t(s)$ 為逆向遞迴值定義如式(22)

$$\beta_t(s) = P(r_{t+1}^\Gamma | S_t = s) \quad (22)$$

$\gamma^j(s', s)$ 為分枝的傳道機率，定義如式(23)

$$\gamma^j(s', s) = P(u_t = j, S_t = s, r_t | S_{t-1} = s') \quad (23)$$

LLR 可以被表示為式(24)

$$\Lambda(u_t) = \log \frac{\sum_{(s',s) \in B_t^1} \alpha_{t-1}(s') \gamma^1(s', s) \beta_t(s)}{\sum_{(s',s) \in B_t^0} \alpha_{t-1}(s') \gamma^0(s', s) \beta_t(s)} \quad (24)$$

由式(21)-式(23)的定義我們可以寫成下式

$$\gamma_t^j(s', s) = \begin{cases} p_t(j) \exp \left(-\frac{\sum_{i=0}^{n-1} (r_t^i - x_{t,j}^i(s))^2}{2\sigma_w^2} \right) & \text{for } (s' | s) \in B_t^j \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (25)$$

這裡的 $p_t(j)$ 是 $u_t = j, j \in \{0,1\}$ 和 $x_{t,j}^i(s)$ 編碼器的輸出的事前機率 (priori probability)。

這裡的 $\alpha_t(s)$ 可以寫成式(26)

$$\begin{aligned} \alpha_t(s) &= P(S_t = s, r_1^r) \\ &= \sum_{s'=0}^{M_s-1} \alpha_{t-1}(s') \sum_{j \in \{0,1\}} \gamma_t^j(s', s) \end{aligned} \quad (26)$$

我們設定初始條件 $\alpha_0(0) = 1$ $\alpha_0(s) = 0, s \neq 0$

$\beta_t(s)$ 我們就可以寫成式(27)

$$\begin{aligned} \beta_t(s) &= P(r_{t+1}^r | S_t = s) \\ &= \sum_{s'=0}^{M_s-1} \beta_{t+1}(s') \sum_{j \in \{0,1\}} \gamma_{t+1}^j(s, s') \end{aligned} \quad (27)$$

由此推導我們就可得到 joint probability 的結果。

3. 通道估測

在寬頻行動通訊系統中由於通道是頻率選擇性和時變性的通道，則對於 OFDM 信號作動態或即時的通道估測是必要的，而且資料傳輸的路徑也不是只有一條，而是多重路徑。多重路徑主要原因是因為傳送端與接收端之間常會受到建築物、樹木等等物體所阻擋，而且無論是否有直線通訊通道，電波都會因為外力因素使得電波造成反射、繞射與散射，這些反射、繞射與散射現象都會產生訊號的衰減，使得訊號恢復時產生錯誤。因此，為了克服通道衰落及時間或取樣頻率有小幅偏差的影響，我們必需要做通道估測來得到通道脈衝響應 (Channel Impulse Response) [4][5]。

3.1 MIMO 通道估測

首先，先設計在不同發射天線下的同步引導符元 (synchronize pilot symbols) 設計。我們假設第一根傳送天線所發射在頻域上的同

步引導符元為式(28)

$$P_1 = [P_1(0), P_1(1), \dots, P_1(N-1)] \quad (28)$$

$$P_1(N) = A e^{j2\pi(N)^2 / NFFT} \quad (29)$$

式(28)中 A 為引導符元的振幅大小，N 為 OFDM 的子載波數，NFFT 為傅利葉的總數。其它傳送天線所發射的同步引導符元，則是對第一根傳送天線所發射的引導符元在頻域上做相位旋轉，第 i 根傳送天線頻域訊號可以表示為式(29)，M 為引導符元的個數。

$$P_i(N) = A e^{j2\pi(N+M*(i-1)/N_i)^2 / NFFT} \quad (30)$$

$$P_i = [P_i(0), P_i(1), \dots, P_i(N-1)] \quad (31)$$

則經過 IFFT 後，在第 i 根傳送天線的時域上訊號 P_i 相對呈現循環移動， $i \cdot M$ 的時間長。如此一來各天線可視為傳送同樣的資料而延遲在不同的時間。式(31)中的 P_i ，經過通道之後，接收端作 OFDM 解調，可將接收到的訊號表示成：

$$P_i(N) = A e^{j2\pi(N+M*(i-1)/N_i)^2 / NFFT} \quad (32)$$

$i = 2, 3, \dots, N_t$

$$P_i = [P_i(0), P_i(1), \dots, P_i(N-1)] \quad (33)$$

則經過 IFFT 後，在第 i 根傳送天線的時域上訊號 P_i 相對呈現循環移動， $i \cdot M$ 的時間長。如此一來各天線可視為傳送同樣的資料而延遲在不同的時間。式(31)中的 P_i ，經過通道之

後，接收端作 OFDM 解調，可將接收到的訊號表示成：

$$R_j[n,k] = H_{1,j}[n,k] \cdot P_1[k] + H_{2,j}[n,k] \cdot P_2 + \dots + H_{N_t,j}[n,k] \cdot P_{N_t} + W[n,k] \quad (34)$$

i,j : 為第 i 根傳送天線以及第 j 根接收天線
 n,k : 為在第 n 個時間上的第 k 個子載波
 P : 為傳送之 Pilot

其中 $H_{i,j}$ 為第 i 根傳輸天線及第 j 根接收天線之通道頻率響， P_1 、 P_2 及 P_{N_t} 為第一根傳送天線和第二根及第 N_t 根的引導符元， W 為白高斯雜訊。

3.2 虛擬反矩陣 (Pseudo Inverse)

本節將介紹新的通道估測方法，若將所接收之頻域訊號 R 表示為式(35)，若以 2×2 的天線陣列為列，將 pilot 訊號以對角矩陣之方式排列如式(36)，其中 i 為傳送天線數， j 為傳送天線數。

$$R_j[n,k] = \sum_i X_i[k] H_{i,j}[n,k] = P[k] * H_j[n,k] \quad (35)$$

$$\hat{P} = [\text{dig}(P_1), \text{dig}(P_2), \dots, \text{dig}(P_{N_t})] \quad (36)$$

$$H_j[n,k] = [H_{1,j}[n,k], H_{2,j}[n,k]] \quad (37)$$

利用虛擬反矩陣 (Pseudo Inverse) 經由式(38)將通道相關值表示為 \hat{H}_l ，其中 P^+ 為虛擬反矩陣之運算如式(39)[6]。

$$\hat{H}_l[n,k] = P^+ R[n,k] \quad (38)$$

$$P^+ = (\hat{P}^H \cdot \hat{P})^{-1} \cdot \hat{P}^H \quad (39)$$

4. MIMO-OFDM 迭代干擾消除系統

本節使用 MIMO-OFDM 之模型，首先在 MIMO-OFDM 環境下，傳送端的資料先經過編碼和調變再經由 OFDM 調變後傳送至發射天線，此過程中已加入 CP 與 Pilot。

4.1 最小均方誤差與干擾消除相結合 (MMSE-IC)

在 MMSE 訊號偵測演算法中，如式(40)，傳送向量 x 的期望值和接收訊號 $w^H r$ 相結合，可將誤差減到最小值[7][8]。

$$\min E(x - w^H r)^2 \quad (40)$$

W 是一個 $n_R \times n_T$ 的通道矩陣

$$w^H = [H^H H + \sigma^2 I_{n_T}]^{-1} H^H \quad (41)$$

σ^2 是雜訊的變異量 I_{n_T} 是一個 $n_R \times n_T$ 的單位矩陣，第 i 根傳送天線在第 t 時間訊號符元偵測定義為式(42)

$$y_t^i = w_t^H r \quad (42)$$

w_t^H 是在通道矩陣 w^H 的第 i 列在 n_R 的組合裡，

我們估測在第 i 根天線的訊號符元，定義為 \hat{x}_t^i ，

經由 y_t^i 的硬決策 (hard decision) 可以得到式

(43)

$$\hat{x}_t^i = q(y_t^i) \quad (43)$$

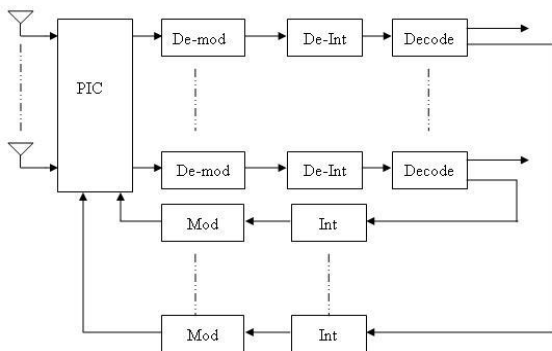
4.2 平行迭代干擾消除器

在多天線的訊號偵測過程中面臨了許多的挑戰;特別是為了設計出一個低複雜的檢測器,能有效地去除多重存取干擾 (Multiple Access Interference, MAI), 並且接近無干擾界限。而迭代 (iterative) 的處理原則是給了檢測器與解碼器降低干擾一個改善方法。在這裡說明了, 迭代平行干擾消除接收器硬體較簡單和可以大幅降低干擾且增進系統的性能[9][10]。

在 MIMO 系統的傳輸裡, 不同的發射天線是被傳送在未知的通道環境裡, 所以在發射端需儘可能給予所有發送天線的傳輸能量及給予接收端完美的通道狀態資訊 (channel state information, CSI), 那麼我們可以利用估測出的通道變異數的權重 (weighting), 在透過權重的分配給予不同的發射天線組合, 可以使得接收器的性能大幅改善, 降低環境所產生的干擾。

4.2.1 PIC-STD 迭代偵測

當 OFDM 系統經過第一次迭代, PIC detector 將相等於匹對濾波器 (matched filter) 方塊如圖(5)[11]



圖(5)PIC-STD 架構圖

經由 PIC detector 輸出結果可表示為式(44)。

$$Y_p^1 = [Y_p^1(0), Y_p^1(1), \dots, Y_p^1(N-1)]^T \quad (44)$$

上式可以由式(45)得到。

$$Y_p^1 = h_p^H R \quad (45)$$

其中 h_p^H 為矩陣 H^H 的第 p 列, H^H 可以表示為式(46)。

$$H^H = \begin{pmatrix} H_{1,1}^H & \cdots & H_{1,M_R}^H \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{M_T,1}^H & \cdots & H_{M_T,M_R}^H \end{pmatrix} \quad (46)$$

經過解碼器後, 決策特性將對傳輸訊號產生軟估測。在第二次及最後的迭代, 從解碼器所產生的軟輸出將使用在更新 PIC detector 及決策組成。其中第 P 個傳送天線, 第 k 次迭代表示可寫成式(47) [12]。

$$Y_p^k = h_p^H (R - H \hat{X}^{k-1}) \quad (47)$$

其中 \hat{X}^{k-1} 為第 $k-1$ 次迭代時傳送符元估測向量, 其中第 p 個傳輸天線元素設定為 0, 可以表示為式(48)。

$$\hat{X}^{k-1} = [\hat{X}_1^{k-1}, \dots, \hat{X}_{p-1}^{k-1}, 0, \hat{X}_{p+1}^{k-1}, \dots, \hat{X}_{M_T}^{k-1}]^T \quad (48)$$

從向量 Y_p^k 中第 p 個傳輸天線的偵測輸出, 使用交錯及經過 p 個解碼器。其軟估測及解碼輸出為式(49)

$$\hat{X}_p^k(n) = 1 \cdot P(X_p^k(n) = 1 | Y_p^k)$$

$$+(-1) \cdot P(X_p^k(n) = -1 | Y_p^k) \quad (49)$$

其中 Y_p^k 為傳送天線 p 及 $P(X_p^k(n) = j | Y_p^k)$ 偵測器輸出向量， $j = 1, -1$ ，為第 k 次迭代的事後機率。令 $\lambda_p^k(n)$ 為第 k 次迭代的 log-likelihood ratios (LLR)，表示為式(50)。

$$\lambda_p^k(n) = \log \frac{P(X_p^k(n) = 1 | Y_p^k)}{P(X_p^k(n) = -1 | Y_p^k)} \quad (50)$$

因此，事後機率 $P(X_p^k(n) = j | Y_p^k)$ ， $j = 1, -1$ ，因此可代入 $\lambda_p^k(n)$ 計算 $P(X_p^k(n) = j | Y_p^k)$ ，可得式(51)(52)。

$$P(X_p^k(n) = 1 | Y_p^k) = \frac{e^{\lambda_p^k(n)}}{1 + e^{\lambda_p^k(n)}} \quad (51)$$

$$P(X_p^k(n) = -1 | Y_p^k) = \frac{1}{1 + e^{\lambda_p^k(n)}} \quad (52)$$

結合式(50)(51)(52)，可得式(53)。

$$\hat{X}_p^k(n) = \frac{e^{\lambda_p^k(n)} - 1}{e^{\lambda_p^k(n)} + 1} \quad (53)$$

4.2.2 PIC-DSC 迭代偵測

在計算(47)式時解碼器使用兩個輸入。第一個輸入是決策特性 (decision statistic) $Y_p^k(n)$ ， $Y_p^k(n)$ 由 $X_p(n)$ 所得到。第二個輸入是傳送訊號 $X_p(n)$ 的事前機率，可由下式(54)得到。

$$p_n(X_p(n) = l) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{(Y_p^k(n) - l\mu_p)^2}{2\sigma^2}}, l = 1, -1 \quad (54)$$

其中 μ_p 為接收器在經過匹配濾波器 (match filter) 之後的振幅之平均值，由式(55)表示。

$$\mu_p = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} v_p(n) \quad (55)$$

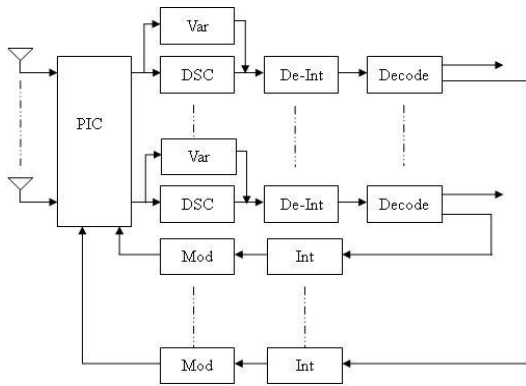
其中 $v_p(n)$ 為向量 v_p 的元素，可以從 $v_p = \text{diag} \left\{ \begin{matrix} H \\ H \end{matrix} \right\}$ 得到。由式(55)我們可以得到變異數如式(56)

$$(\sigma_p^k)^2 = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (Y_p^k(n) - \mu_p(n) X_p^{k-1}(n))^2 \quad (56)$$

解調器輸出端第 k 個迭代第 p 個傳輸天線的 DSC 模組效能曲線的線性組合，利用 $Y_p^k(n)$ 來表示，DSC 輸出形式與前一次迭代在同一層，表示為 $Y_{p,c}^{k-1}(n)$ 。DSC 的輸出，表示為 $Y_{p,c}^k(n)$ ，由式(57)得到。

$$Y_{p,c}^k(n) = \frac{(\sigma_{p,c}^{k-1})^2}{(\sigma_{p,c}^{k-1})^2 + (\sigma_p^k)^2} Y_p^k(n), i > 1 + \frac{(\sigma_p^k)^2}{(\sigma_p^k)^2 + (\sigma_{p,c}^{k-1})^2} Y_{p,c}^{k-1}(n) \quad (57)$$

如圖(6)我們在 PIC 偵測後加入 DSC 如圖所示。



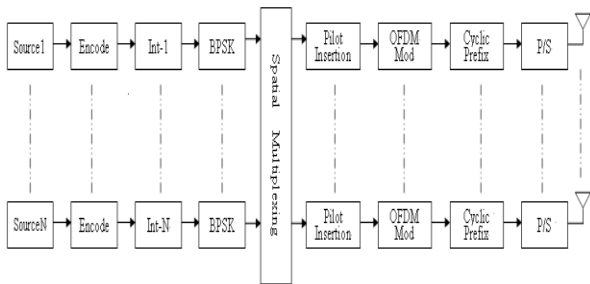
圖(6)PIC-DSC 架構圖

5. 系統架構與模擬分析

依據前面幾章所提的概念與技術之下，本章將建立系統架構，在發送端是以 OFDM 為訊號的傳輸架構且在 OFDM 系統裡加入 Pilot 做通道估測；天線模組上利用不同的發射天線數在大於或小於接收天線數做為天線模組，接收器的部份我們使用 PIC-DSC 來達到降低 ICI 之目的。

5.1 系統架構

圖(7)為 MIMO-OFDM 發射端的系統架構圖，我們假設有 N 筆不同的訊息 (Source)，先由碼率為 1/2 的迴旋碼編碼器進行編碼，再進行交錯 (Interleaver) 調變由 BPSK 來進行調變經過空間多工 (Spatial Multiplexing)，發射天線數為 N，之後加入 Pilot 讓接收端可以做通道估測，最後進行 OFDM 調變再加上 CP 來保護所要傳送的訊號。



圖(7) MIMO-OFDM 發射端架構圖

5.2 相關實驗參數

我們設定 OFDM 的模擬參數如表(1)所示，子載波數為 128、CP 長度為 10 來進行模擬而其它的模擬參數如表(2)所示，在此我們假設 CIR 的長度為 9，所以我們定義為當 CP 長度大於 CIR 長度時我們可以忽略 ISI 所帶來的干擾，我們只針對 ICI 所產生的干擾因素進行模擬分析。

表 1 OFDM 系統參數

Simulation parameter	Value
FFT size	128
Subcarrier	128
Cyclic prefix	10
OFDM symbol duration (Ts)	6.4us
GI symbol duration (Tg)	0.5us
T=Ts+Tg	6.9us

表 2 其它參數

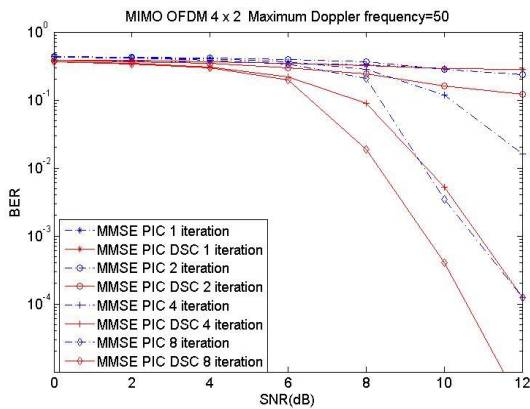
Simulation parameter	Value
Channel code	Convolution code
Code rate	1/2
Modulation	BPSK
Pilot type	Block type
Pilot distance	1/6 (pilot/data)
CIR	9
Max Doppler freq	50Hz
MIMO Type	Spatial Multiplexing

4.3 模擬分析

這一章節將介紹迭代接收機的效能與模擬結果分析，將針對發射天線大於或等於接收天線模組，分析發射天線所產生的干擾問題，且利用本論文所提出的 PIC-DSC 演算法將干擾消除，且 Pilot 型態使用 Block type 來估測通道脈波響應，在接下來將通道環境設定在最大都普勒頻率為 50Hz 的移動通道上分析，平行

干擾消除接收機在有加入 DSC 是否能比沒有加 DSC 演算法在每一次迭代上的總性能較佳。

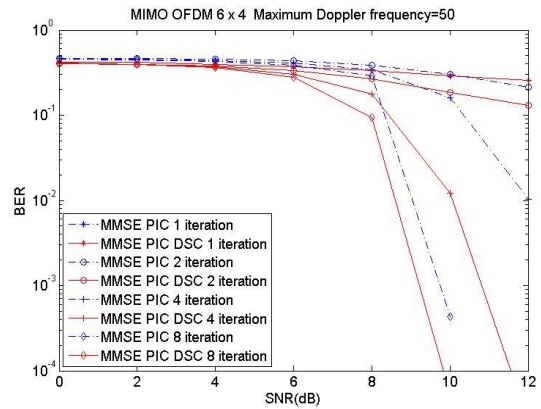
圖(8)為 MIMO-OFDM 在發射天線數為 2，接收天線數為 2 的系統下的位元錯誤率圖，由圖中模擬結果可以看出迭代的效能，其接收天線數是符合等於或大於傳送天線數，因此在這狀態下是不須要再做迭代的，再來我們分析接收器系統裡有加入 DSC 演算法和沒有加入 DSC 演算法進行分析，由圖(8)中可以看出第一次迭代結果中，有加 DSC 和沒有加 DSC 演算法的位元錯誤率效能會相等，符合了前一章所定義的公式而得到的結果相符合，而在第二代迭代之後有加 DSC 演算法的效能只略優於沒有加 DSC 演算法，那是因為發射天線數和接收天線數相等，所以通道所估出的變異數並不會有太大的差異，在經由權重的分配下其得到的結果會與沒有加 DSC 演算法比較來不相上下，再來我們分析增加發射天線數量後的模擬結果。



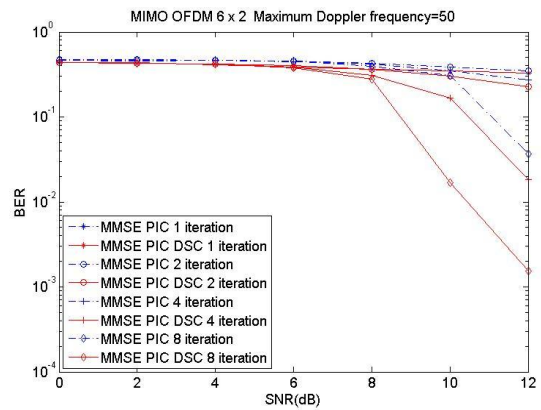
圖(8) $M_T=4$ 、 $M_R=2$ 之位元錯誤率

圖(8)圖(11)為接收天線數比發射天線數的比值為 2/4、4/6、2/6 及 2/8，由圖中可以看出加入 DSC 演算法中，每一次迭代的位元錯誤率均與沒有加入 DSC 系統相效能要佳，我們可以由天線數的比值可知，其比值越小影響每一次迭代的錯誤率則越大，我們分析比值在 2/6 及 2/8 這兩個比值，其沒有加入 DSC 的系統其經過多次迭代後接收端的位元錯誤率相當的差，沒有獲得明顯的改善，而系統有加入 DSC 演算法後

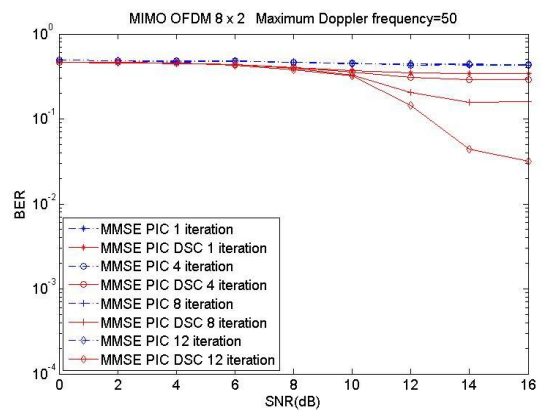
在圖中可看出每一次迭代的結果都比沒有加入 DSC 演算法來的較佳，證明可以獲得有效的改善效能。



圖(9) $M_T=6$ 、 $M_R=4$ 之位元錯誤率



圖(10) $M_T=6$ 、 $M_R=2$ 之位元錯誤率



圖(11) $M_T=8$ 、 $M_R=2$ 之位元錯誤率

6. 結論

在本論文的模擬中利用 MIMO 的空間多工的特性增加了通道容量，且在接收端利用多次迭代的原理使得干擾能降到最低，雖然在訊號還原的時間上會佔用許多，但以硬體成本的角度來講肯定是大幅降低了天線成本，所以以成本的角度來討論是很值得嘗試。

論文裡若接收天線數比傳送天線數的比值很低時，我們以模擬 2/6 及 2/8 比值為例，在原始的系統中接收機經過了 8 次的迭代後其 BER 與第 1 次迭代後的 BER，由模擬中可以證明沒有很大的改善，所以使用 DSC 演算法，由模擬可以驗證能夠改善系統的性能且在每一次迭代都能改善 BER。

- [1] Berrou, C, Glavieux, A., and Thitimajshima, P., "Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo-codes," IEEE International Conference on Communications, ICC '93, Geneva. vol. 2, 1993, pp. 1064–1070.
- [2] TAO UANG, "Performance Of Iterative Detection And Decoding For MIMO-BICM System" A thesis presented to the University of New South Wales in fulfillment of the thesis requirement for the degree of Master by Research in Telecommunication Engineering Kensington, Sydney, Australia 2006
- [3] L. Bahl, J. Cocke, F. Jelinek, and J. Raviv, "Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. IT-20, pp.-284-287, March 1974.
- [4] Jean-Philippe Javardin¹, Yiqi Jiang² ¹France Telecom, R&D Division, 4 rue du Clos Courtel, 35512 Cesson-Sevigne BP 52, France "Channelestimation-MIMOOFDM IQAM" 978-1-4244-2046-9/08/\$25.00 © 2008 IEEE
- [5] Chengyu Lin, Feng Yang, Wenjun Zhang, Youyun Xu "An Interpolation Based

Channel

Estimation-Method-for-MIMOOFDMSystems"978-1-4244-1722-3/08 © 2008 IEEE.

- [6] J.SIAM Numer. ANAL Ser. B, "Calculating The Singular Values And Pseudo-Inverse Of A Matrix", Vol.2 ,No. 2 Printed in U.S.A..1965
- [7] Daoud Karakolah, Christophe Jégo, Charlotte Langlais, Michel Jézéquel, "Architecture dedicated to the MMSE equalizer of iterative receiver for linearly precoded MIMO systems" Institut TELECOM; TELECOM Bretagne; CNRS Lab-STICC FRE 3167,2008
- [8] Tao Yang, Student Member, IEEE, Jinhong-Yuan,-Member,IEEE,Zhenning Shi, Member, IEEE, and Mark C. Reed, Member, IEEE "Convergence-Behavior-Analysis-and-Detection-Switchingfor the Iterative Receiver of MIMO-BICM-Systems",IEEE-TRANSACTIONS-ON-VEHICULAR-TECHNOLOGY, VOL. 57, NO. 4, JULY 2008
- [9] Tao Yang and Jinhong Yuan Zhenning Shi and Mark C. Reed "Detection Switching in an Iterative Receiver for MIMO-BICM systems" University of New South WalesAustralia Proceedings of 2006 IEEE Information Theory Workshop (ITW'06)
- [10] Rui Li, Yonghui Li and Branka Vucetic "Iterative Receiver for MIMO-OFDM Systems withJoint ICI Cancellation and Channel Estimation" School of Electrical and Information Engineering University of Sydney Sydney, NSW, 2006, Australia
- [11] J. Proakis, *Digital Communications*, 2nd edition, McGRAW HILL, 2001.
- [12] B. Vucetic and J. Yuan, *Space-time Coding*, WILEY, 2003.