

# 預編碼矩陣結合資料相關性疊加訓練架構之分析

詹貴程<sup>\*a</sup>、陳昱至<sup>b</sup>、李志鵬<sup>b</sup>、李學智<sup>a</sup>

國立臺灣大學電信工程研究所<sup>a</sup>

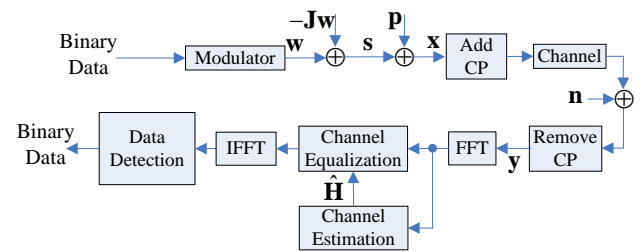
國立中山大學通訊工程研究所<sup>b</sup>

**摘要**—在通道估測時為了不受資料序列的影響，資料相關性疊加訓練 (Data-Dependent Superimposed Training, DDST) 架構提出了在傳送端疊加上訓練序列之前，先移除掉會對訓練序列造成影響的部分資料序列，但其會造成資料判斷問題 (Data Identification Problem, DIP)。本論文將在此架構下，加入一個預編碼矩陣來解決資料判斷問題，並探討其可以適用的環境，使其除了通道估測可以較精準外，誤碼率效能也能有所改善。而預編碼矩陣的選擇，將針對對角矩陣來探討，使系統更能擁有低峰均值功率比 (Peak-to-Average Power Ratio, PAPR) 的優點。

## 一、導論

單載波頻域等化 (Single Carrier with Frequency Domain Equalization, SC-FDE) 系統近年來越來越受到重視[1]，包括目前 4G 中呼聲最高的 LTE 規格也採用了此技術。其主要原因為其兼具了在頻域上做等化與訊號有頻域上的多樣性的優點，使得其不僅在通道補償時易於實現之外，誤碼率效能也較 OFDM 系統有所改善[2]。但 SC-FDE 系統在做通道估測時，因為其訊號不像 OFDM 系統是直接放在各自獨立的子載波 (Subcarrier) 上的，無法直接在某些子載波上安插領航 (Pilot) 訊號，所以要進行通道估測時必須利用別的方法。

第一，採用分時多工 (Time-Division Multiplexing, TDM) 的技術來分別傳送訓練序列與資料序列[3]，並利用通道在一小段時間內是不太會變化的特性，將訓練序列所估測出來的通道，做為接下來一小段時間傳送資料序列的通道，以此做為通道補償。其缺點為每隔一段時間就必須要重傳一次訓練訊號，並必須隨著通道變化的速度來調整訊號序列和資料序列之間的比例，形成一個通道估測效能與資料傳輸速率之間的取舍。第二，利用疊加 (Superimposed) 的概念將訓練序列直接疊加在資料序列上[4]-[6]，如此就不用另外設置一段時間來傳送訓練序列而降低資料傳輸速率，但其伴隨而來的是通道估測時訓練序列會受到資料序列的影響，因為資料序列為未知的訊號，所以對通道估測會造成影響，並進而影響到整體的誤碼率效能。因此，資料相關性疊加訓練的架構在[7]中被提出，其主要概念為在疊加入訓練序列之前，先將會影響到訓練序列的資料序列部分先移除，以維持訓練序列和資料序列之間的正交性，確保通道估測時能讓訓練序列不受資料序列的影響。此時，因為疊加上的訊號為訓練序列加上和資料相關的序列，所以稱此架構為資料相關性疊加訓練架構。此架構不僅能在通道



圖一：DDST 架構示意圖

估測時能不受資料序列影響，進而擁有好的通道估測效能，同時又不會降低資料傳輸速率，因此兼具了前兩項技術的優點。

然而在資料相關性疊加訓練中，因為資料已有些許失真，接收端解調時會產生資料判斷問題[8]-[9]，此問題將導致誤碼率效能在高訊雜比時有錯誤平底 (Error Floor) 現象。本論文中將利用子空間的概念來探討 DIP 問題發生的原因，並試著利用預編碼矩陣來解決 DIP 問題，使提出的架構不僅具有原本資料相關性疊加訓練架構的優點，還能夠避免掉 DIP 問題。

本論文分為五個章節，第二章為 SC-FDE 系統和 DDST 架構的數學簡介；第三章將針對資料判斷問題分析，並推導其發生的原因；第四章之中則針對預編碼矩陣列舉條件，並提出一個適當的預編碼矩陣；第五章為模擬結果，驗證本論文提出的方法；最後，第六章總結本論文所探討的議題與貢獻。

## 二、系統模型

考慮一個單載波頻域等化系統，如圖一所示，在同一個區塊傳送的  $N$  個原始資料序列可以表示為

$$\mathbf{w} = [w(0), w(1), \dots, w(N-1)]^T \quad (1)$$

DDST 架構將原始資料序列  $\mathbf{w}$  加入兩個序列，分別是通道估測用的訓練序列和移除對訓練序列干擾的部分資料序列。為了方便在頻域上進行通道估測與通道補償，訓練序列  $\mathbf{p}$  將設計成週期性訊號，使得其在頻域上為等間隔的分佈，接收端將可以利用這些領航子載波 (Pilot Subcarriers) 來進行通道估測。另一方面，我們去除了原始資料在領航子載波上的部分，所以此序列可以表示為

$$\mathbf{Jw} = \mathbf{F}^H \mathbf{T} \mathbf{F} \mathbf{w} \quad (2)$$

其中大小為  $N \times N$  的矩陣  $\mathbf{F}$  代表離散傅立葉轉換 (Discrete Fourier Transformation, DFT)， $\mathbf{F}^H$  代表其共軛

轉置運算，而  $\mathbf{T}$  則代表一個對角矩陣，且其對角線元素為 0 和 1 所構成。用 1 來表示那些要把資料空出來的領航子載波而 0 則保留。因此傳送出去的訊號可以表示為

$$\mathbf{x} = (\mathbf{I}_N - \mathbf{J})\mathbf{w} + \mathbf{p} \quad (3)$$

由於此訊號為和資料有相關性的序列，與傳統只使用和資料無相關性的訓練序列有所不同，因此此架構稱為資料相關性疊加訓練架構。為了避免區塊間干擾，傳送訊號必須加入足夠長的循環字首(Cyclic Prefix, CP)，其也使得通道和訊號之間的線性摺積(Linear Convolution)關係轉換為循環摺積(Circular Convolution)，所以接收端可以進行簡單的頻域等化動作。定義通道長度為  $L$ ，在這裡假設在一個區塊的時間內通道是不會改變的，另外  $\mathbf{n}$  則代表可加性高斯白雜訊。

在接收端，收到的訊號去除掉 CP 之後，便可以進行頻域上的通道估測和通道等化，首先將訊號利用 FFT 轉換到頻域上，接下來利用領航子載波上的訊號來進行通道估測，因為此時沒有資料序列的干擾而只有雜訊的影響，所以通道估測是較為準確的。為了能正確的估測出通道，領航子載波的個數必須大於等於通道長度  $L$ ，在這裡另外定義  $Q \equiv N/L$  為訓練序列的週期。由這  $L$  個領航子載波所估測得到通道後，利用此通道資訊對整個區塊  $N$  個子載波做通道等化的動作，在這裡採用 MMSE 的等化器，以避免雜訊放大的問題。最後，對資料序列進行解調和判別，由於在一個區塊內的  $N$  筆資料可以同時傳送與接收，表示資料傳輸速率不會因為訓練序列而降低，所以此架構不僅能夠準確的估測出通道，也能維持傳輸速率。然而，也由於資料有所失真，我們發現在傳送端會有兩個以上不同的原始資料向量  $\mathbf{w}$  和  $\mathbf{w}'$ ，在經過(3)中  $(\mathbf{I}_N - \mathbf{J})$  的運算後會有相同的結果，即傳送端最後傳送出去的訊號會是相同的。這將使接收端無法判別原本想傳送的是哪一個訊號，因此稱為資料判斷問題，對此我們將在第三個章節做較詳細的分析。

### 三、資料判斷問題之分析

在探討資料判斷問題之前，先對(3)中的  $(\mathbf{I}_N - \mathbf{J})$  運算做進一步的分析，其架構可以改寫為

$$\mathbf{x} = (\mathbf{I}_N - \mathbf{J})\mathbf{w} + \mathbf{p} = (\mathbf{\Theta} \otimes \mathbf{I}_K) \cdot \mathbf{w} + \mathbf{p} = \mathbf{s} + \mathbf{p}, \quad (4)$$

其中

$$\mathbf{\Theta} = \frac{1}{Q} \begin{bmatrix} Q-1 & -1 & \cdots & -1 \\ -1 & Q-1 & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & -1 \\ -1 & \cdots & -1 & Q-1 \end{bmatrix} \quad (5)$$

而  $\otimes$  代表的是克羅內克積(Kronecker Product)， $\mathbf{I}_K$  則代表一個大小為  $K \times K$  的單位矩陣。因此原本一組長度  $N$  的序列可以拆解成  $K$  組長度為  $Q$  的子序列，其中

$$\tilde{\mathbf{s}}_k = \mathbf{\Theta} \tilde{\mathbf{w}}_k \text{ for } k = 0, 1, \dots, K-1, \quad (6)$$

而

$$\tilde{\mathbf{w}}_k \equiv [w(k), w(k+K), \dots, w(k+(Q-1)K)]^T \quad (7)$$

$$\tilde{\mathbf{s}}_k \equiv [s(k), s(k+K), \dots, s(k+(Q-1)K)]^T \quad (8)$$

分別代表第  $k$  組的原始資料子序列和移除部分資訊完的資料子序列。由於此特性使得 DDST 架構在傳送端與接收端都可以把原本  $N$  的區塊切割成  $K$  組獨立且長度為  $Q$  的小區塊。考慮資料判斷問題發生時，即代表有兩組以上的原始資料有相同的映射結果，也就是說定義兩個不同的  $\tilde{\mathbf{w}}_k$  和  $\tilde{\mathbf{w}}'_k$ ，卻會造成

$$\mathbf{\Theta} \tilde{\mathbf{w}}_k = \mathbf{\Theta} \tilde{\mathbf{w}}'_k, \quad (9)$$

將(9)移項之後可以發現

$$\mathbf{\Theta} \mathbf{d} \equiv \mathbf{\Theta} (\tilde{\mathbf{w}}_k - \tilde{\mathbf{w}}'_k) = \mathbf{0}_{(Q)}, \quad (10)$$

在這裡定義  $\mathbf{d}$  為兩個原始資料子區塊的向量差，而  $\mathbf{0}_{(Q)}$  則代表一個長度為  $Q$  且元素全為 0 的向量。其數學上的意義為，如果兩個向量的差值  $\mathbf{d}$  落在矩陣  $\mathbf{\Theta}$  的零空間(Null Space)時，即

$$\mathbf{d} \in \mathbf{N}(\mathbf{\Theta}), \quad (11)$$

就會發生資料判斷問題。進一步對矩陣  $\mathbf{\Theta}$  做分析，我們發現其構成零空間的零向量(Null Vector)只有一個，

$$\mathbf{\Theta} \mathbf{1}_{(Q)} = \mathbf{0}_{(Q)} \quad (12)$$

因此  $\mathbf{\Theta}$  的零空間可表示為

$$\mathbf{N}(\mathbf{\Theta}) = \text{Span}\{\mathbf{1}_{(Q)}\} = \alpha \cdot \mathbf{1}_{(Q)}. \quad (13)$$

藉由(13)我們可以發現，如果原始資料序列間的差值落在此零空間，即

$$\mathbf{d} \in \text{Span}\{\mathbf{1}_{(Q)}\}. \quad (14)$$

則系統會發生資料判斷問題。因此，為了避免 DIP 問題，本論文將在第四章提出一個預編碼矩陣的架構。

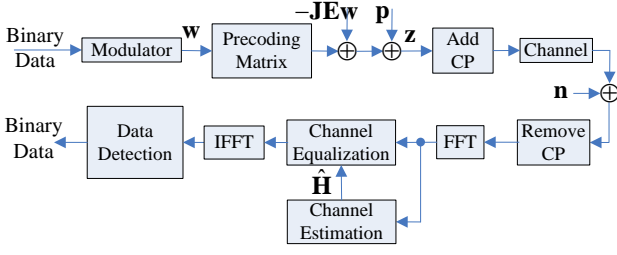
### 四、預編碼矩陣 DDST 架構

#### 4.1 預編碼矩陣的基本條件

在這個章節裡我們將提出一個預編碼矩陣的架構，如圖二所示，傳送端和接收端都需要加入預編碼矩陣的調變與解調。值得注意的是預編碼矩陣的選擇必須仔細評估，本小節中將列出一些預編碼矩陣的條件。

第一，由於原本 DDST 的架構具有可以切割成獨立的區塊去運算的特點，因此新架構應該保留此優點，即加入的大小為  $N \times N$  的預編碼矩陣  $\mathbf{G}$  必須可以表示為

$$\mathbf{G} = \mathbf{E} \otimes \mathbf{I}_K, \quad (15)$$



圖二：預編碼矩陣 DDST 架構示意圖

使得傳送出去的訊號可以表示為

$$\begin{aligned} \mathbf{z} &= (\mathbf{I}_N - \mathbf{J}) \cdot \mathbf{G} \cdot \mathbf{w} + \mathbf{p} \\ &= (\mathbf{\Theta} \otimes \mathbf{I}_K) \cdot (\mathbf{E} \otimes \mathbf{I}_K) \mathbf{w} + \mathbf{p} \quad (16) \\ &= (\mathbf{\Theta E} \otimes \mathbf{I}_K) \cdot \mathbf{w} + \mathbf{p} \end{aligned}$$

相對(6)而言，傳送訊號的子區塊序列可以表示為

$$\tilde{\mathbf{s}}_k = \mathbf{\Theta E} \tilde{\mathbf{w}}_k \text{ for } k = 0, 1, \dots, K-1, \quad (17)$$

第二，預編碼矩陣應為么正矩陣(Unitary Matrix)，

$$\mathbf{G}^H \mathbf{G} = \mathbf{G} \mathbf{G}^H = \mathbf{I}, \quad \mathbf{G}^{-1} = \mathbf{G}^H, \quad (18)$$

如此每個符元在經過預編碼後，還能維持原本的能量大小，並且在接收端的解調預編碼矩陣動作也可以較為簡單的實現，不需要做複雜的反矩陣運算。

第三，SC-FDE 系統在頻域上擁有整個頻帶的多樣性(Diversity)，而 DDST 架構除了領航子載波之外仍然保有其它所有子載波的多樣性。因此新架構也應該保有此項特性，意即預編碼矩陣在乘上 DFT 矩陣之後，每個元素都必須有相同的振幅

$$|[\mathbf{F G}]_{n,m}| = 1/\sqrt{N} \quad (19)$$

其中  $[\cdot]_{n,m}$  代表此矩陣的第  $n$  列第  $m$  行的元素。如此每一個符元在經過預編碼矩陣後，頻域上每個子載波都會平均分配到相同的能量。通道若有某些子載波擁有較差的響應時，仍然可以透過其他較好的子載波來解調和判別位元，因此新的預編碼架構仍具有頻域上的多樣性。

第四，經過預編碼矩陣的運算之後，傳送出去的訊號將會改變峰均值功率比，其定義為

$$\text{PAPR}(\mathbf{z}) = \frac{\max_{0 \leq n \leq L_0 N - 1} |z[n]|^2}{E[|z[n]|^2]} \quad (20)$$

在(20)中我們定義超取樣倍數  $L_0 = 4$ 。為了能降低峰均值功率比，在這裡我們設計預編碼矩陣為對角矩陣，因此可以表示為  $\mathbf{D}_{\text{precoding}}$ ，亦即須要設計的參數為  $\mathbf{D}_{\text{precoding}}$  的對角線元素。

#### 4.2 所提出之預編碼矩陣

為了避免資料判斷問題的發生，而且要符合上述的條件，我們提出了一個對角矩陣  $\mathbf{G} = \mathbf{D}_{\text{precoding}}$ ，其對角線元素為

$$[\mathbf{D}_{\text{precoding}}]_{n,n} = e^{\frac{j\pi * \text{mod}(n,Q)}{2Q}}, \quad n = 0 \dots N-1. \quad (21)$$

其中  $\text{mod}(n, Q)$  代表  $n$  以  $Q$  為模數。由於(21)可改寫成

$$\mathbf{D}_{\text{precoding}} \equiv \mathbf{D}_{\text{eff}} \otimes \mathbf{I}_K \quad (22)$$

其中  $\mathbf{D}_{\text{eff}}$  也為對角矩陣，且其對角線元素為

$$[\mathbf{D}_{\text{eff}}]_{q,q} = e^{\frac{j\pi * q}{2Q}}, \quad q = 0 \dots Q-1. \quad (23)$$

可知其符合(15)的條件。第二，由

$$\mathbf{D}_{\text{precoding}}^H \mathbf{D}_{\text{precoding}} = \mathbf{I}_N \quad (24)$$

可知其符合(18)的條件。第三，因為

$$|[\mathbf{F D}_{\text{precoding}}]_{n,m}| = 1/\sqrt{N} \quad (25)$$

可知其滿足(19)的條件。第四，因為

$$\text{PAPR}(\mathbf{w}) = \text{PAPR}(\mathbf{D}_{\text{precoding}} \mathbf{w}) \quad (26)$$

對角矩陣不會增加 PAPR，而  $(\mathbf{I}_N - \mathbf{J})$  的運算會些許提高 PAPR，但此項與預編碼矩陣的設計無關。此外，訓練序列的加入也會影響到 PAPR，因此我們將會在第五章節中針對此架構的 PAPR 做模擬。滿足了基本條件之後，我們把目光集中於 DIP 的避免。加入預編碼矩陣之後(4)可以改寫為(16)，定義

$$\tilde{\mathbf{\Theta}} \equiv \mathbf{\Theta D}_{\text{eff}} \quad (27)$$

因此為了避免 DIP 的發生，必須滿足

$$\mathbf{d} \notin \mathcal{N}(\tilde{\mathbf{\Theta}}), \quad (28)$$

經由奇異值分解(Singular Value Decomposition, SVD)，

$$\tilde{\mathbf{\Theta}} = \tilde{\mathbf{U}} \tilde{\mathbf{\Sigma}} \tilde{\mathbf{V}}^H, \quad (29)$$

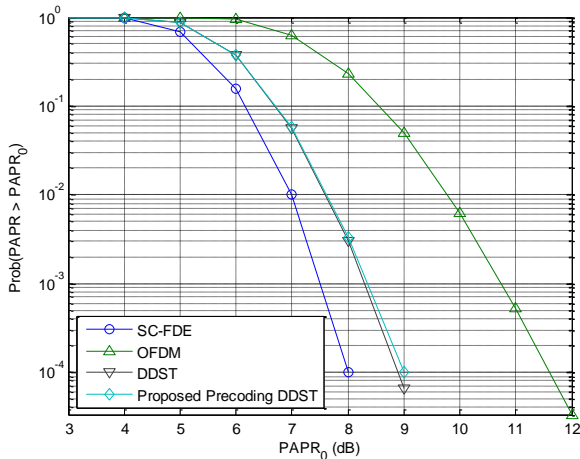
為了要求  $\tilde{\mathbf{\Theta}}$  的零空間，必須先求出  $\tilde{\mathbf{V}}$  中對應到奇異值(Singular Value)為 0 的行向量。首先令  $\mathbf{\Theta} \equiv \mathbf{U} \mathbf{\Sigma} \mathbf{V}^H$ ，由於其為已知且簡單的矩陣，我們可以發現  $\mathbf{\Sigma}$  只有最後一個奇異值為 0，所以  $\mathbf{\Theta}$  的零向量為  $\mathbf{V}$  的最後一個行向量  $\mathbf{1}_{(Q)}$ 。而對  $\tilde{\mathbf{V}}$  做分析，先求出  $\tilde{\mathbf{\Theta}}^H \tilde{\mathbf{\Theta}}$  為

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{\Theta}}^H \tilde{\mathbf{\Theta}} &= \mathbf{D}_{\text{eff}}^H \mathbf{\Theta}^H \mathbf{\Theta} \mathbf{D}_{\text{eff}} \\ &= \mathbf{D}_{\text{eff}}^H \mathbf{U} \mathbf{\Sigma} \mathbf{V}^H \mathbf{D}_{\text{eff}} \\ &= (\mathbf{D}_{\text{eff}}^H \mathbf{V}) \mathbf{\Sigma} (\mathbf{D}_{\text{eff}}^H \mathbf{V})^H, \end{aligned} \quad (30)$$

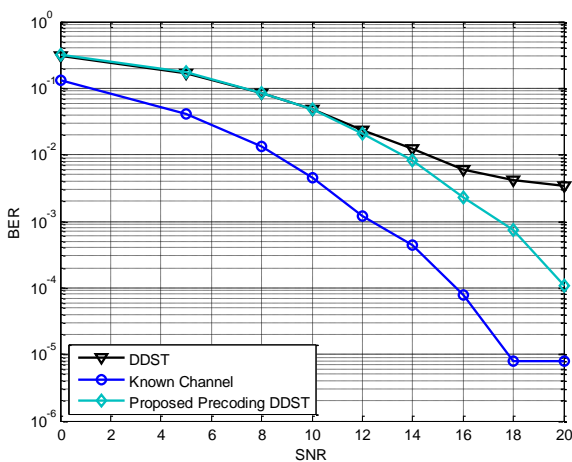
因此

$$\tilde{\mathbf{\Sigma}} = \mathbf{\Sigma}, \quad \tilde{\mathbf{V}} = \mathbf{D}_{\text{eff}}^H \mathbf{V}. \quad (31)$$

由(30)得知  $\tilde{\mathbf{\Theta}}$  的零向量一樣為  $\tilde{\mathbf{V}}$  的最後一個行向量  $\tilde{\mathbf{v}}_{Q-1}$ ，即為預編碼矩陣的行向量之和。於是可以得到



圖三：不同架構之 PAPR 比較圖



圖四：誤碼率效能模擬圖

$$\tilde{v}_{Q-1}(p) = e^{\frac{j\pi * p}{2Q}}, \text{ for } p = 0, 1, \dots, Q-1. \quad (32)$$

由以上推導得知，我們可以透過選擇  $\mathbf{D}_{\text{eff}}$  的對角線元素來使(14)不成立，就可以避免 DIP 問題的發生。

### 五、 模擬結果

此章節中我們將利用模擬的結果來驗證前面的分析，圖三比較了不同架構的 PAPR，模擬的環境設定為區塊長度  $N$  為 64，通道長度  $L$  為 8，分別對 OFDM 系統、SC-FDE 系統、傳統 DDST 架構、以及我們所提出的預編碼矩陣 DDST 的架構做模擬。在這裡採用的超取樣係數為四倍，使其估算的 PAPR 能貼近真實值。由圖三可以發現 OFDM 系統會有最差的 PAPR 表現，這是因為 OFDM 系統可以視為把訊號放置於頻域上的子載波，在經由 IFFT 轉換到時域上做傳送，因此 IFFT 的影響會使得 PAPR 上升。SC-FDE 的架構則是 PAPR 最低的，因為其訊號加入循環字首後就直接傳送，因此就算超取樣之後一樣擁有最低的 PAPR。DDST 架構則是構築於 SC-FDE 系統上，大致上訊號維持放置於時域上，只是加入了一個矩陣  $(\mathbf{I}_N - \mathbf{J})$  運算，因此 PAPR 會有些

微上升。而提出的架構因為  $\mathbf{D}_{\text{precoding}}$  為對角矩陣，已盡量的減少了對 PAPR 的影響，所以和 DDST 一樣擁有低 PAPR 表現。

圖四則針對誤碼率效能做分析，模擬的通道為瑞雷分布的多重路徑，且每個可解析路徑的變異數呈現指數衰減，衰減係數為-0.2。圖中三條線分別代表通道完美已知的 SC-FDE 系統、估測通道後的 DDST 架構、所提出的預編碼架構。圖中可以發現，通道完美已知的 SC-FDE 系統是誤碼率效能的極限，但其實現上不可能知道通道資訊。而 DDST 架構雖然如前述擁有好的通道估測效能，但其會存在有 DIP 問題，因此在高 SNR 時會有錯誤平底現象。而我們所提出的預編碼矩陣因為解決了 DIP 問題，所以將隨著 SNR 的提高而讓誤碼率持續下降。由以上兩張圖我們可以明顯的得知所提出的方法將改善誤碼率效能並維持低 PAPR。

### 六、 結論

本論文在 SC-FDE 系統底下，提出了一個新的通道估測的架構，其能夠像 DDST 架構一樣，能同時保有不降低傳輸速率和通道估測不受資料序列影響的優點。但傳統的 DDST 架構會產生資料判斷問題，因此在高 SNR 時誤碼率效能不佳。本論文利用子空間的方法來分析資料判斷問題發生的原因，並提出一個加入預編碼矩陣的方式來解決此問題。為了維持 DDST 架構和 SC-FDE 系統的優點，本論文也分析並列出了四項預編碼矩陣的條件，進一步依照這些基準去提出一個符合所有條件的預編碼矩陣。由模擬結果指出，我們所提出的效能不僅能有效的解決資料判斷問題，使誤碼率效能有顯著的改善，同時還能保有低 PAPR 的優點。

### 參考文獻

- [1] Z. Wang, X. Ma, and G. B. Giannakis, "OFDM or single-carrier block transmissions?," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 52, no. 3, pp. 380–394, Mar. 2004.
- [2] D. Falconer, S. L. Ariyavitakul, A. Benyamin-Seeyar, and B. Eidson, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," *IEEE Communications Magazine*, vol. 40, pp. 58–66, 2002.
- [3] Y. Zeng and T.S. Ng, "Pilot cyclic prefixed single carrier communication: channel estimation and equalization," *IEEE Signal Process. Lett.*, vol. 12, no. 1, pp. 56–59, Jan. 2005.
- [4] S. Ohno and G. B. Giannakis, "Optimal training and redundant precoding for block transmissions with application to wireless OFDM," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, no. 12, pp. 2113–2123, Dec. 2002.
- [5] J. Tugnait, W. Luo, "On channel estimation using superimposed training and first-order statistics," *IEEE Communications Letters*, vol. 7, no. 9, pp. 413–415, Sep. 2003.
- [6] W.-C. Huang, C.-P. Li, and H.-J. Li, "On the power allocation and system capacity of OFDM systems using superimposed training schemes," *IEEE Trans. Vehicular Technology*, vol. 58, no. 4, pp. 1731–1740, May 2009.
- [7] M. Ghogho, D. McLernon, E. Ananthram-Hernandez, and A. Swami, "Channel estimation and symbol detection for block transmission using data-dependent superimposed training," *IEEE Signal Process. Lett.*, vol. 12, no. 3, pp. 226–229, Mar. 2005.
- [8] T. Whitworth, M. Ghogho, and D.C. McLernon, "Data identifiability for data-dependent superimposed training," in *Proc. IEEE ICC*, Glasgow, UK, June 2007, pp. 2545–2550.
- [9] M. Ghogho, T. Whitworth, A. Swami and D. McLernon, "Full-rank and rank-deficient precoding schemes for single-carrier block transmissions," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 57, no. 11, pp. 4433–4442, Nov. 2009.