

國立交通大學
電信工程學系碩士班
碩士論文

多輸入多輸出正交分頻多工系統中
Clipping Noise 之消除



Clipping Noise Mitigation in
MIMO-OFDM Systems

研究生：俞丁發

指導教授：吳文榕 博士

中華民國九十四年七月

多輸入多輸出正交分頻多工系統中
Clipping Noise 之消除

Clipping Noise Mitigation in MIMO-OFDM Systems

研究生：俞丁發

Student: Ding-Fa Yu

指導教授：吳文榕 博士

Advisor: Dr. Wen-Rong Wu



A Thesis

Submitted to Department of Communication Engineering
College of Electrical Engineering and Computer Science
National Chiao Tung University

In Partial Fulfillment of the Requirements

for the Degree of
Master of Science

In

Communication Engineering

July 2005

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十四年七月

多輸入多輸出正交分頻多工系統中 Clipping Noise 之消除

學生：俞丁發

指導教授：吳文榕 博士

國立交通大學電信工程學系碩士班

摘要

在正交分頻多工(OFDM)系統中，過高的時域訊號峰均值比(PAPR)會造成傳送訊號直流偏壓過高，使其增加傳送功率之消耗。採以限制訊號振幅的方式來達到降低訊號峰值是既簡單且有效率的解決方式。然而，這會引進額外的雜訊(Clipping Noise, CN)，進而嚴重影響系統的表現。雖然消除 CN 的方法在單天線系統已被廣泛的討論與研究，但是在多天線系統下此問題依舊存在且甚少有相關的研究。本論文即著重於解決此問題。藉由使用 V-BLAST 的軟性與硬性決策輸出，我們可以延伸傳統消除 CN 的方法到 MIMO-OFDM 系統上，如 DAR 與 CNEC。另外，對於 DAR 與 CNEC 演算法而言，CR(Clipping Ratio)必須是已知的。在實際應用上，接收端可能無法獲得此資訊。於是我們提出在 MIMO-OFDM 系統中，一個簡單且有效估測 CR 的方法。為了更進一步降低訊號峰均值比，我們使用傳送端選擇性對應(Selective Mapping)的架構。最後，我們以無限區域網路 IEEE 802.11n 為模擬平台，藉由模擬結果發現，我們提出的方法可以有效降低 MIMO-OFDM 系統下的訊號峰均值比，且估計 CR 效能也相當令人滿意。

Clipping Noise Mitigation in MIMO-OFDM Systems

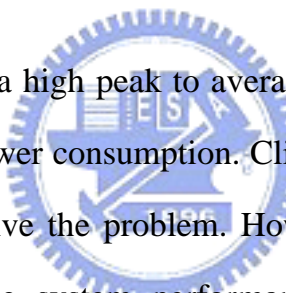
Student: Ding-Fa Yu

Advisor: Dr. Wen-Rong Wu

Department of Communication Engineering

National Chiao Tung University

Abstract



OFDM signal exhibits a high peak to average power (PAPR) ratio, which leads to a high amplifier power consumption. Clipping is known to be a simple and effective method to solve the problem. However, clipping will introduce clipping noise reducing the system performance. Although clipping noise mitigation for single-input and single-output (SISO) OFDM systems has been studied, that for MIMO-OFDM system is rarely considered. This thesis is aimed to solve the problem. Using soft and hard decisions from the V-BLAST algorithm, we are able to extend the conventional clipping noise mitigation methods such as the DAR and the CNEC scheme to MIMO-OFDM systems. One requirement for DAR and CNEC algorithm is that the clipping ratio (CR) has to be known. This may not always be possible in practice. We then propose a simple yet effective CR estimation method for MIMO-OFDM systems. To further reduce the PAPR, we also apply the transmitter selective mapping (SLM) scheme. Finally, we use an IEEE802.11n WLAN system as our

simulation platform. The results show that the proposed method can significantly reduce the PAPR of MIMO-OFDM systems and our CR estimation method performs satisfactorily.



誌謝

首先我要感謝指導老師 吳文榕教授，在我研究所這段期間內對論文研究及課業學習上不厭其煩的悉心指導，使我受益匪淺。其次，我要感謝吳安宇教授、林茂昭教授以及陳永芳教授，在口試過程中給予細心以及詳細的意見使我的論文更臻完整。另外，還要感謝感謝寬頻傳輸與訊號處理實驗室所有學長、同學與學弟妹們的幫忙。最後致上我最深感謝給我父母與家人，他們給予我精神和經濟上的支持，讓我有信心向前邁進，使我無後顧之憂順利完成研究所的碩士學位。



目錄

摘要.....	I
Abstract.....	II
誌謝.....	IV
目錄.....	V
表目錄.....	VI
圖目錄.....	VI
第一章 緒論.....	1
第二章 MIMO-OFDM 系統介紹.....	3
2.1 MIMO-OFDM Systems (SDM).....	3
2.1.1 OFDM 系統與傳輸調變方式.....	3
2.1.2 MIMO 訊號模型與架構.....	7
2.1.3 MIMO-OFDM(SDM)通訊系統架構.....	9
2.2 IEEE 802.11n 系統介紹.....	13
2.3 IEEE 802.11n Preamble 格式介紹.....	20
第三章 訊號偵測與消除 Clipping Noise 的方法.....	25
3.1 MMSE 與 V-BLAST 演算法介紹.....	25
3.2 Decision-Aided Reconstruction (DAR).....	30
3.2.1 Clipping Ratio 之定義.....	30
3.2.2 Clipped Signal 數學模型.....	31
3.2.3 Decision-Aided Reconstruction (DAR)理論介紹.....	32
3.3 Clipping Noise Estimation and Cancellation (CNEC).....	38
第四章 MIMO-OFDM 系統中 Clipping Noise 之消除.....	43
4.1 結合 V-BLAST 與 DAR/CNEC.....	43
4.1.1 結合 V-BLAST 與 DAR.....	44
4.1.2 結合 V-BLAST 與 CNEC.....	45
4.2 Selective Mapping.....	46
4.3 Clipping Ratio 估計.....	49
4.3.1 Pilot Symbol System.....	49
4.3.2 Decision-directed System.....	51
第五章 模擬結果.....	53
5.1 通道模型與訊雜比.....	53
5.2 結合 V-BLAST 與 DAR/CNEC 模擬結果.....	54
5.3 傳送端搭配 Selective Mapping 模擬結果.....	58
5.4 通道與 CR 估測.....	59
第六章 結論.....	61

參考文獻.....	63
簡歷.....	65

表目錄

表 2.2.1 802.11n 實體層(PHY)需求.....	13
表 2.2.2 MIMO 傳輸模式.....	18
表 2.3.1 頻率交錯以分組表示.....	23
表 2.3.2 在 20MHz 不同傳送天線所採用的 LTF.....	24
表 3.1.1 V-BLAST 演算法使用 MMSE 濾波器.....	29
表 4.1.1 Extended DAR 演算法.....	45
表 4.2.1 選取最小 PAPR 與最小 Clipping Power 造成的符元錯誤率.....	49



圖 2.1.1 傳統 FDM 的頻譜.....	4
圖 2.1.2 利用載波重疊的頻譜.....	4
圖 2.1.3 OFDM 的子載波正交頻譜.....	4
圖 2.1.4 類比 OFDM 調變器.....	5
圖 2.1.5 類比 OFDM 解調器.....	6
圖 2.1.6 基於快速傅立葉轉換之正交分頻多工系統.....	7
圖 2.1.7 MIMO 系統架構圖.....	7
圖 2.1.8 MIMO-OFDM 傳送端架構.....	10
圖 2.1.9 MIMO-OFDM 接收端架構.....	12
圖 2.2.1 MIMO 傳送端架構.....	14
圖 2.2.2 直接對應的 MIMO 架構圖.....	15
圖 2.2.3 空間延展搭配循環延遲架構圖.....	15
圖 2.2.4 40MHz 頻寬的 Tone 配置.....	19
圖 2.3.1 20MHz 的 Preamble 格式.....	20
圖 2.3.2 L-SIG 與 HT-SIG 的星狀圖對應.....	21
圖 2.3.3 HT-SIG 格式與各個欄位代表的意義.....	22

圖 2.3.4	在 20MHz 不同傳送天線所採用的 STF	22
圖 2.3.5	兩根天線的頻率交錯示意圖.....	23
圖 2.3.6	HT-LTF 在不同天線間的重複狀況	24
圖 3.2.1	OFDM 系統中傳送端考慮 Clipping 之方塊圖	31
圖 3.2.2	應用於傳送端 Clipping 之 DAR 流程圖	33
圖 3.2.3	遭受 Clipping 的訊號於時域中表示圖	34
圖 3.2.4	因 CN 造成之決策錯誤.....	35
圖 3.2.5	錯誤分量經過 DAR 第一次遞迴後減少為原本的 1/N.....	37
圖 3.3.1	應用於傳送端 Clipping 之 CNEC 流程圖	38
圖 3.3.2	錯誤決策產生之錯誤分量在時域上之表示	39
圖 3.3.3	CNEC 中經由決策錯誤的 tone 所估計的 CN	41
圖 3.3.4	CNEC 中 E 與 ΔE 具有相關性之原因	41
圖 4.1.1	MIMO OFDM 傳送端採用 Clipping	43
圖 4.1.2	V-BLAST 結合 DAR 架構圖.....	44
圖 4.1.3	V-BLAST 結合 CNEC 架構圖	46
圖 4.1.4	CNEC 方塊圖.....	46
圖 4.2.1	選擇性對應(SLM)系統架構圖	47
圖 4.2.2	選擇最小 Clipping Noise 系統架構圖	48
圖 5.1.1	多路徑衰減通道的平均功率圖.....	53
圖 5.2.1	傳送端在不同 CR 中所產生的 CN 對於系統的影響	54
圖 5.2.2	結合 V-BLAST 與 DAR 在不同 CR 下對系統效能的影響.....	55
圖 5.2.3	結合 V-BLAST 與 CNEC 在不同 CR 下對系統效能的影響.....	56
圖 5.2.4	在 CR=5dB 情況下 V-BLAST 結合 DAR/CNEC 的效能比較圖 .	56
圖 5.2.5	結合 V-BLAST 與 DAR 在不同天線數目下對系統效能的影響.....	57
圖 5.2.6	結合 V-BLAST 與 CNEC 在不同天線數目下對系統效能的影響...	57
圖 5.3.1	SLM 採用最小 PAPR 與最小 Clipping Power 之效能比較圖	58
圖 5.3.2	在傳送端搭配 SLM，接收端結合 V-BLAST 與 DAR 的效能圖 .	59
圖 5.4.1	V-BLAST 結合 DAR 使用通道與 CR 估測對系統效能的影響	60

第一章 緒論

多輸入多輸出(Multiple Inputs, Multiple Outputs, MIMO)與正交分頻多工(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)為近年來廣受矚目的兩種無線通訊傳輸技術。所謂 MIMO 是藉由多根發射天線與接收天線所提供的多重空間自由度改善通訊品質的技術；而 OFDM 是具有高頻譜使用效率、高速傳輸，且對於頻率選擇性衰減通道(Frequency Selective Fading Channel)有良好抵抗能力；另一方面，由於 MIMO 在窄頻系統下可以有較簡單的架構，而 OFDM 恰好能提供窄頻傳輸管道。基於以上的原因，MIMO 與 OFDM 的結合(MIMO-OFDM)已逐漸為中短距離無線傳輸系統所採用，如下一代的高速傳輸 IEEE 802.11n 無線區域網路、IEEE 802.16a 無線都會區域網路。

然而，由於 OFDM 本身特殊的傳送機制，使其存在著過高之 Peak-to-average Power Ratio (PAPR)的問題。因此，降低傳送訊號在時域上的振幅成為必須要解決的問題。目前已經有許多研究關於在傳送端降低 PAPR 的方法，包括利用選擇性對應(Selective Mapping)[1]、特殊編碼或是在閒置的子載波加入特殊的符元(Symbol)以降低傳送訊號的峰值[2],[3]。而其中，在傳送端將訊號振幅限制在某個臨界值，也就是 Clipping 的技術是最為簡單且保證訊號峰值可以有效降低的方法，但此舉會引進所謂的 Clipping Noise (CN)並對系統有相當程度的影響。消除 CN 在單天線的系統下已經可以有效的解決，例如 Decision-aided Reconstruction (DAR) [4]與 Clipping Noise Estimation and Cancellation (CNEC) [5]。但是當 MIMO 結合 OFDM 時，CN 的消除方法尚無人探討，本論文的目的即是針對這個問題提出解決之道。

為了符合 MIMO 的需求，在整個系統架構上需要做一些修改，我們針

對 DAR 與 CNEC 個別做調整。首先，將經過 Vertical Bell Layered Space Time(V-BLAST)[8]後的訊號分別送入 DAR 與 CNEC 中。DAR 的方法主要是利用不斷的決策，藉由決策正確的訊號來幫助其他因為 CN 而決策錯誤的訊號。CNEC 則是在接收端複製 CN，利用在接收端重新執行 Clipping 來估計 CN。兩者基本上都是以遞迴的方式(Iterative)來達到有效的補償結果。由於在 MIMO 系統中有天線間的互相干擾，無法像單天線系統採用直接取代的方式，於是我們對補償接收訊號的方式做了一些修改。另外，我們也在傳送端搭配使用 Selective Mapping(SLM)，以選取最小 CN 的架構為主，可以使傳送端有更多的 Clipping 空間。結合編碼的方式也是另一個提升系統效能的方法，藉由編碼提升決策的正確性，可以使 CNEC 運作在更低的 Clipping Ratio(CR)。

本論文主要架構在 IEEE 802.11n 的規格上，由於目前尚有兩大陣營 (TGn Sync, WWiSE)在競爭，在此將以 TGn Sync 所提出的系統架構為主軸 [9]。在第二章會先介紹 OFDM 與 MIMO 系統，並說明藉由 MIMO-OFDM 的搭配可以帶來的好處。第三章就 V-BLAST 訊號偵測方式以及 DAR 與 CNEC 等方法進行數學分析。第四章則是提出 V-BLAST 搭配 DAR 或 CNEC 的系統架構與改進，並考慮在 TGn Sync 的架構下估計 CR 的方法。第五章以及第六章則是根據上述各種環境提出數值模擬結果以及最後的結論。

第二章 MIMO-OFDM 系統介紹

2.1 MIMO-OFDM Systems (SDM)

近年來 MIMO 技術的發展趨勢主要可分為兩大類，一類是為了提升傳送品質的空間分集(Spatial Diversity)，另一類是為了加快傳輸速度的空間多工(Spatial Multiplexing)，而本論文主要架構在空間多工的環境，因此將會對空間多工做詳細介紹。另外，正交分頻多工(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)為一種具有高頻譜使用效率，並且能克服多路徑衰落效應的調變技術。在本章節前半部，將先介紹基本的 OFDM 系統與傳輸調變方式，之後再討論 MIMO 的訊號模型，以及 MIMO 搭配 OFDM 通訊系統架構。在本章節後半部，我們將會介紹下一代傳輸技術 802.11n 的發展狀況，並且針對目前定出的系統規格作詳細介紹。



2.1.1 OFDM 系統與傳輸調變方式

OFDM 主要概念是將一個完整的頻帶切割成許多狹小的子頻帶，每個子頻帶分別對應不同的載波。多載波傳輸是將原本串列傳輸的資料，分割成平行的 N 個資料串，而每個資料串為原本傳輸速率 $1/N$ 的低速率資料，在頻域上使用 N 個子載波傳送。在每一路平行分割的資料上看來，分割後的符元區間變為原本串列傳輸的 N 倍大，因此可以降低由多重路徑延遲擴散(Multi-path Delay Spread)所引起的符際干擾(Inter Symbol Interference)。在頻域上，相對於原本串列傳輸而言，各個子載波的頻寬相對變小 N 倍，於是在遭遇到多重路徑衰落通道時，通道之同調頻寬(Coherence Bandwidth)便大於子載波的頻寬，於是對於個別的子載波而言，其實是遭遇到非頻率選擇性(Frequency Non-selective)的通道。

在頻譜的使用效率上，傳統的多載波技術(FDM)其子載波之間並不重疊，每個載波間必須保留足夠的區間，避免符元間的互相干擾。

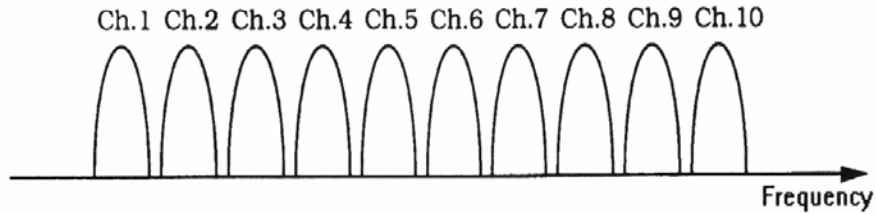


圖 2.1.1 傳統 FDM 的頻譜

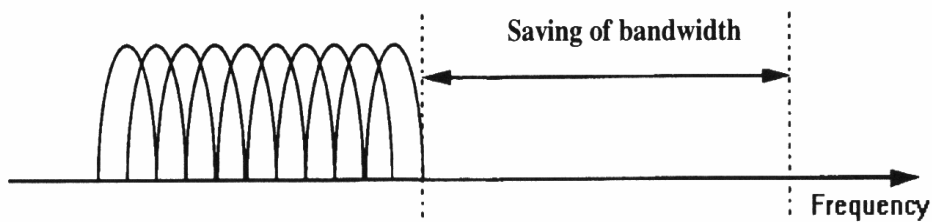


圖2.1.2 利用載波重疊的頻譜

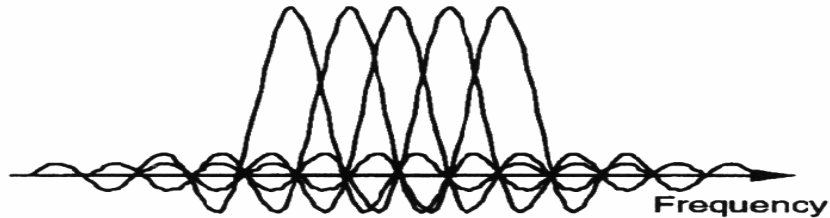


圖2.1.3 OFDM的子載波正交頻譜

如此一來，便浪費了許多頻寬，使得頻譜的使用非常沒有效率。圖 2.1.2 使用子載波互相重疊可節省大量的頻寬，是使用重疊的載波所節省的頻寬。然而，重疊的載波會帶來另一個問題，也就是載波間的互相干擾，我們可以藉由適當的安排，使子載波間相互正交。圖 2.1.3 是一個典型的 OFDM 頻譜分配圖，可以看出在每個載波峰值的位置，其他載波都是零交錯(Zero Crossing)，因此對於所有子載波而言，彼此是正交的。OFDM 的信號是由 PSK 或是 QAM 所調變的子載波在時域上相互疊加而成。其等效

低通(Equivalent Lowpass)信號可以表示成(2.1.1)。

$$s(t) = \begin{cases} \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} X_k \psi_k(t) & 0 \leq t \leq T \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}, \psi_k(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} e^{j2\pi f_k t} \quad (2.1.1)$$

其中， T 為符元的區間， X_k 為經過調變的第 k 個OFDM符元， ψ_k 則是第 k 個子載波，且頻率在 $f_k=K/T$ ，其調變方式如下圖所示。

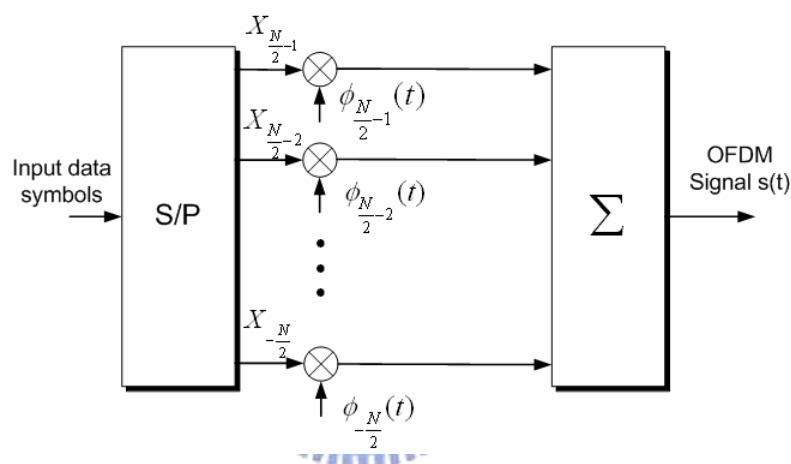


圖2.1.4 類比OFDM調變器

在接收端，利用每個子載波彼此正交的特性如(2.1.2)所示，我們只需要將第 k 個子載波乘以 ψ_k 的共軛複數並積分一個符元區間，即可將所傳送的信號解出。其中，第 j 個子載波上的訊號經過相關器(Correlator)後可以表示為(2.1.3)。

$$\int_{-\infty}^{\infty} \psi_n(t) \psi_l^*(t) dt = \begin{cases} 1 & n = l \\ 0 & n \neq l \end{cases} \quad (2.1.2)$$

$$Y = \int_0^T s(t) \psi_j^*(t) dt = \frac{1}{T} \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} X_k \int_0^T e^{j2\pi \frac{k-j}{T} t} dt = X_j \quad (2.1.3)$$

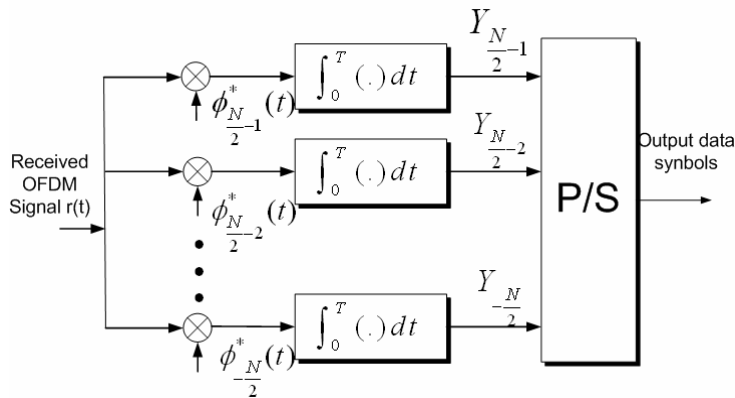


圖2.1.5 類比OFDM解調器

在實際上，連續的訊號會經過取樣而成為數位化的訊號，因此我們可以把式 (2.1.1) 改寫為：

$$s(n) = s(t) \Big|_{t=nT_d} = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} X_k e^{j2\pi \frac{k}{N} n} & 0 \leq n \leq N-1 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2.1.4)$$

其中 T_d 為取樣週期。(2.1.4) 即為一 IDFT 運算，也就是說我們可以利用一個 IDFT 加上一個數位-類比轉換器 (DAC) 來實現整個 OFDM 傳送端的架構。同樣的，在接收端則是利用 DFT 來得到原來的訊號。

$$Y_j = FFT\{s(n)\} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} s(n) e^{-j2\pi \frac{j}{N} n} \quad (2.1.5)$$

圖2.1.6 就是利用離散傅立葉轉換 (DFT) 之正交分頻多工系統。其運作過程如下：一連串的 0、1 數位資料經過了串並轉換器 (Serial-to-Parallel converter) 分成 N 筆資料，作為 N 個子載波的輸入。每筆資料包含了數個位元，根據所使用的調變方法，這數個位元被對應到訊號空間上的一點，稱之為 X_k 。這 N 點 X_k 經過反離散傅立葉轉換 (IDFT) 輸出，每個符元並加上其循環延伸 (Cyclic Extension) 作為保護區間。接收端接收到一個符元後，基本上執行

與傳送端相反的動作以還原訊號。值得注意的是，由於整筆資料被分成 N 筆低速資料傳輸，接收端的每個次頻道只需要一個簡單的窄頻等化器，針對每一筆窄頻資料作等化的動作，改善了寬頻傳輸中對複雜的寬頻等化器的需求。

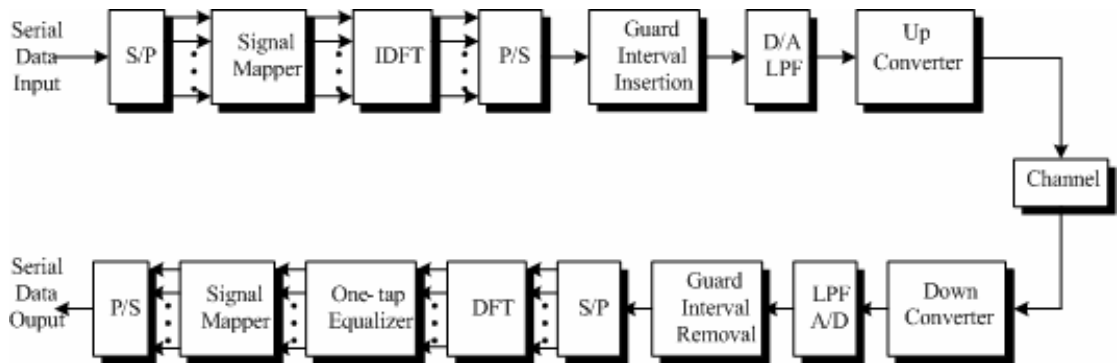


圖2.1.6 基於快速傅立葉轉換之正交分頻多工系統

2.1.2 MIMO 訊號模型與架構

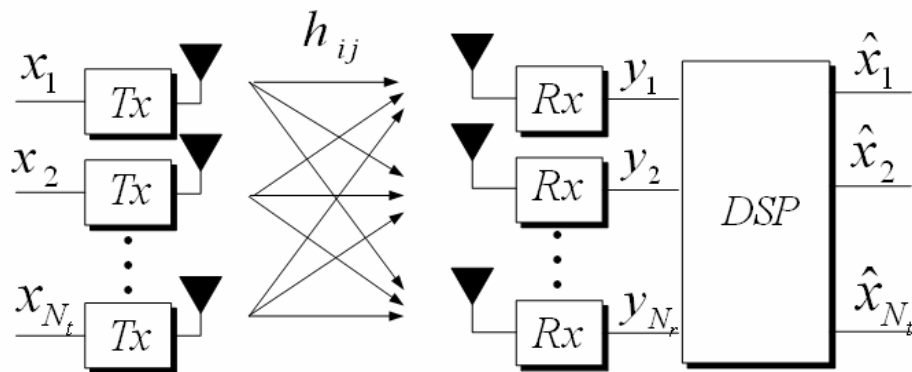


圖2.1.7 MIMO系統架構圖

考慮一個MIMO系統[7]，系統中有 N_t 根傳送天線與 N_r 根接收天線，如圖2.1.7。在空間多工(Spatial Multiplexing)的系統架構下，資料串會被切割成 N_t 等分，平均分配在每根傳送天線上。我們先對此系統做幾點假設，以便待會可以導入數學模型中。

1. 通道的狀況是平坦衰落(Flat-Fading)，這也代表我們處理的是一個窄頻的傳輸系統，對於傳輸訊號而言，經過通道可以相當於乘上一個複數係數。
2. 此通訊系統是以封包為傳輸單位，封包的傳送時間是小於通道的同調時間(Coherent Time)，也就是在封包傳輸過程中，通道是保持不變的。
3. 在傳輸過程中，只有單一使用者，所以接收端只會受到外加白色高斯雜訊(Additive White Gaussian Noise, AWGN)的干擾。

有了以上的假設，我們可以將系統模組化成一個複數的基頻訊號，如式(2.1.6)所示：

$$\mathbf{Y}_{N_r \times 1} = \mathbf{H}_{N_r \times N_t} \mathbf{X}_{N_t \times 1} + \mathbf{N}_{N_r \times 1} \quad (2.1.6)$$

其中 $\mathbf{X} = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_{N_t}]^T$ 為我們傳送的訊號向量， $\mathbf{Y} = [y_1 \ y_2 \ \dots \ y_{N_r}]^T$ 是接收端收到的訊號向量， $\mathbf{N} = [n_1 \ n_2 \ \dots \ n_{N_r}]^T$ 則是一個零平均值的外加白色高斯雜訊。

若傳送端所擁有的傳送功率為 P_T ，不管天線增加幾根，傳送端的傳送功率必須保持不變，因此每一根天線所分配到的功率應該為 P_T/N_t 。假設傳送的訊號是零平均且獨立相同地分佈(i.i.d)，則傳送訊號向量的協方差矩陣(Covariance Matrix)可表示成式 (2.1.7) (a)。而外加白色高斯雜訊的協方差如式 (2.1.7) (b)。

$$\mathbf{R}_{xx} = \frac{P_T}{N_t} I_{N_t \times N_t}, \quad P_t: \text{total power} \quad (a) \quad (2.1.7)$$

$$\mathbf{R}_{nn} = \sigma_n^2 I_{N_r \times N_r}, \quad \sigma_n^2: \text{noise variance} \quad (b)$$

另外，通道是一個 $N_r \times N_t$ 的矩陣，可表示如(2.1.8)。

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1N_t} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2N_t} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r 1} & h_{N_r 2} & \dots & h_{N_r N_t} \end{bmatrix} \quad (2.1.8)$$

其中 h_{ij} 代表第 j 根傳送天線與第 i 根接收天線間的通道效應。此係數 h_{ij} 反映通道環境的效應，通常是處於Rayleigh分佈，並且有豐富大量的散射(Rich Scattering)。為了方便觀察MIMO效應，我們假設每一根接收天線收到的總功率等於傳送端所有天線傳送的總功率合。換而言之，我們忽略訊號在傳輸過程中的衰減與放大，例如屏蔽效應(Shadow)或是天線的增益(Antenna Gains)。因此，我們可以知道通道係數間必須有一個限制存在，如下式：

$$\sum_{j=1}^{N_t} |h_{ij}|^2 = N_t, \quad i=1,2,\dots,N_r \quad (2.1.9)$$

這些通道參數可以在接收端藉由訓練序列(Training Sequence)估計出來。

2.1.3 MIMO-OFDM(SDM)通訊系統架構

MIMO 是一個提升通道容量並加快傳輸速度的傳輸技術。為了增加資料的傳輸率，傳輸的多路徑(Multipath)會使得 MIMO 通道變為頻率選擇性(Frequency Selective)的通道。為了解決此問題，結合 OFDM 的調變技術可以使 MIMO 通道變成一組平行的非頻率選擇性(Frequency Non-Selective)通道。如此一來，不僅可以簡化接收端的複雜度，也可將單天線的 OFDM 訊號處理技術拓展到 MIMO 環境裡。在這邊，我們將經由一些數學的推導，證明經由 OFDM 的調變方式，可以使通道變成頻率平坦(Frequency Flat)的狀態。

考慮一個 MIMO-OFDM 系統[13]，在傳送端有 N_t 根天線，接收端有 N_r 根天線。當我們使用空間多工的 MIMO 技術時，編碼可以在各個天線獨立完成，也就是天線間的編碼彼此獨立，各自完成編碼；亦或是結合天線間的編碼，天線之間可以共用資訊，一起編碼。天線獨立編碼一般我們稱之為 Per-Antenna-Coding(PAC)，我們可看到如圖 2.1.8 所式，從上層傳入

的二進位資料經由 S/P 的轉換，平行分配成 N_t 個子資料串。每個子資料串個別經過編碼、交錯器(Interleaver)、星狀圖對應、反傅立葉轉換以及加入循環字首(Cyclic Prefix)然後經由天線傳出。

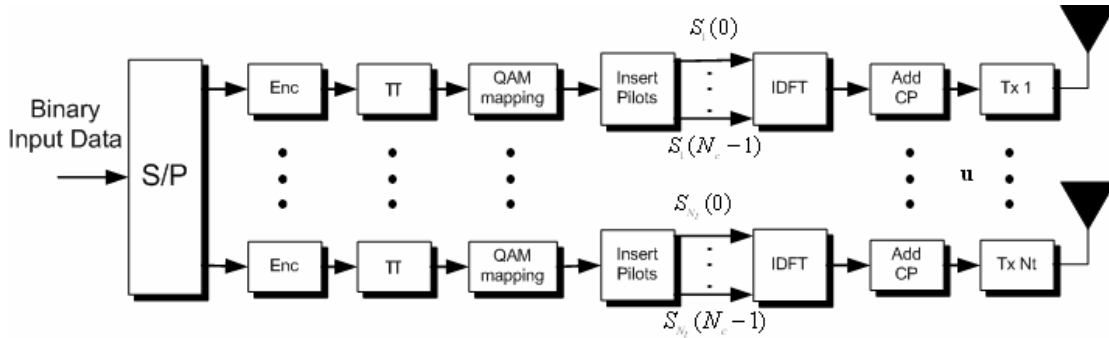


圖 2.1.8 MIMO-OFDM 傳送端架構

假設在時間點 n ，傳送端送了一個大小為 N_t 的複數向量 $\mathbf{u}(n)$ ，且接收端收到一個大小為 N_r 的複數向量 $\mathbf{r}(n)$ 。在本論文中，為了模擬上的方便，我們假設系統是操作在一個 Frequency-Selective Rayleigh fading 環境，並且在封包的傳輸過程中，通道參數會維持不變，例如：Quasistatic Fading。通道長度已知(L)，我們可以把第 p 根傳送天線到第 q 根接收天線的通道模擬為一個有限脈衝響應濾波器(FIR Filter)，且濾波器的係數標示為 $g_{qp}(l)$ ，其中 $l=\{0,\dots,L-1\}$ 。若 $g_{qp}(l)$ 代表矩陣 $\mathbf{G}(l)$ 的第 (q,p) 個元素，則整個離散時間的 MIMO 基頻訊號在時間點 n 可以被模組化為(2.1.10)。

$$\mathbf{r}(n) = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{G}(l)\mathbf{u}(n-l) + \mathbf{v}(n) \quad (2.1.10)$$

其中 $\mathbf{v}(n)$ 是時域上的外加白色高斯雜訊(AWGN)，且變異數為 σ_v^2 。接下來我們使用 OFDM 調變，每根天線擁有 N_c 個子載波。為了對抗符元間的干擾(ISI)，加入大小為 N_g 的循環字首(Cyclic Prefix)，且 $L \leq N_g + 1$ 。假設第 k 次接收的 OFDM 符元表示如下(已經移除循環字首)：

$$\hat{\mathbf{y}}(k) = \mathbf{C}\hat{\mathbf{u}}(k) + \hat{\mathbf{v}}(k) \quad (2.1.11)$$

其中，定義 $N_{tot}=N_g+N_c$

$$\hat{\mathbf{u}}(k) = \begin{pmatrix} \mathbf{u}(kN_{tot} + N_g) \\ \vdots \\ \mathbf{u}(kN_{tot} + N_{tot} - 1) \end{pmatrix} \quad (2.1.12)$$

$$\hat{\mathbf{v}}(k) = \begin{pmatrix} \mathbf{v}(kN_{tot} + N_g) \\ \vdots \\ \mathbf{v}(kN_{tot} + N_{tot} - 1) \end{pmatrix} \quad (2.1.13)$$

要注意 $\mathbf{u}(n)$ 是在第 n 個時間點，傳送端送出的向量，大小為 $N_t \times 1$ ；而 $\hat{\mathbf{u}}(k)$ 則是第 k 個 OFDM 符元，所以大小為 $N_c N_t \times 1$ 。如此一來， \mathbf{C} 就會是一個 $N_c N_t \times N_c N_t$ 的循環矩陣(Circulant Matrix)如下：

$$\mathbf{C} = \begin{pmatrix} \mathbf{C}_0 & \mathbf{C}_{N_c-1} & \mathbf{C}_{N_c-2} & \cdots & \mathbf{C}_1 \\ \mathbf{C}_1 & \mathbf{C}_0 & \mathbf{C}_{N_c-1} & \cdots & \mathbf{C}_2 \\ \mathbf{C}_2 & \mathbf{C}_1 & \mathbf{C}_0 & \cdots & \mathbf{C}_3 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{C}_{N_c-1} & \mathbf{C}_{N_c-2} & \mathbf{C}_{N_c-3} & \cdots & \mathbf{C}_0 \end{pmatrix} \quad (2.1.14)$$

每個元素 \mathbf{C}_x 都是一個大小為 $N_t \times N_t$ 的矩陣。若 $\mathbf{s}_k(i)$ 代表頻域上第 k 次 MIMO OFDM 符元的第 i 個子載波所傳送的向量，則傳送訊號向量在經過反傅立葉轉換後可表示成：

$$\hat{\mathbf{u}}(k) = (\mathbf{F}^{-1} \otimes \mathbf{I}_{N_t}) \begin{pmatrix} \mathbf{s}_k(0) \\ \vdots \\ \mathbf{s}_k(N_c - 1) \end{pmatrix} = (\mathbf{F}^{-1} \otimes \mathbf{I}_{N_t}) \hat{\mathbf{s}}(k) \quad (2.1.15)$$

其中， \otimes 是 Kronecker Product， \mathbf{F} 是 $N_c \times N_c$ 大小的傅立葉矩陣，而 \mathbf{I} 為一個單位矩陣，並且 $\hat{\mathbf{s}}(k) = [\mathbf{s}_k(0), \dots, \mathbf{s}_k(N_c - 1)]^T$ 。最後，經由接收端作 DFT，我們可以獲得頻域上的 MIMO OFDM 基頻訊號如(2.1.16)所示。

$$\begin{aligned}
\hat{\mathbf{x}}(k) &= (\mathbf{F} \otimes \mathbf{I}_{N_r}) \hat{\mathbf{y}}(k) \\
&= (\mathbf{F} \otimes \mathbf{I}_{N_r}) (\mathbf{C}(\mathbf{F}^{-1} \otimes \mathbf{I}_{N_t}) \hat{\mathbf{s}}(k) + \hat{\mathbf{v}}(k)) \\
&= \hat{\mathbf{H}} \hat{\mathbf{s}}(k) + \hat{\mathbf{w}}(k)
\end{aligned} \tag{2.1.16}$$

$\hat{\mathbf{w}}(k)$ 為雜訊在頻域上的表示。藉由(2.1.16)的推導， $\hat{\mathbf{H}}$ 會變成一個對角化的矩陣：

$$\hat{\mathbf{H}} = \begin{pmatrix} \mathbf{H}(0) & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & \mathbf{H}(N_c - 1) \end{pmatrix} \tag{2.1.17}$$

因此，接收端的訊號在頻域上的第 i 個子載波可表示成：

$$\mathbf{x}_k(i) = \mathbf{H}(i) \mathbf{s}_k(i) + \mathbf{w}_k(i) \tag{2.1.18}$$

藉由式(2.1.18)，可以證明在每個子載波上，訊號是一個平坦衰落(Flat Fading)的情況，也由此說明藉由 OFDM 可以達到使通道成為頻率平坦(Frequency Flat)。圖 2.1.9 是一個典型的 MIMO-OFDM 接收機架構。

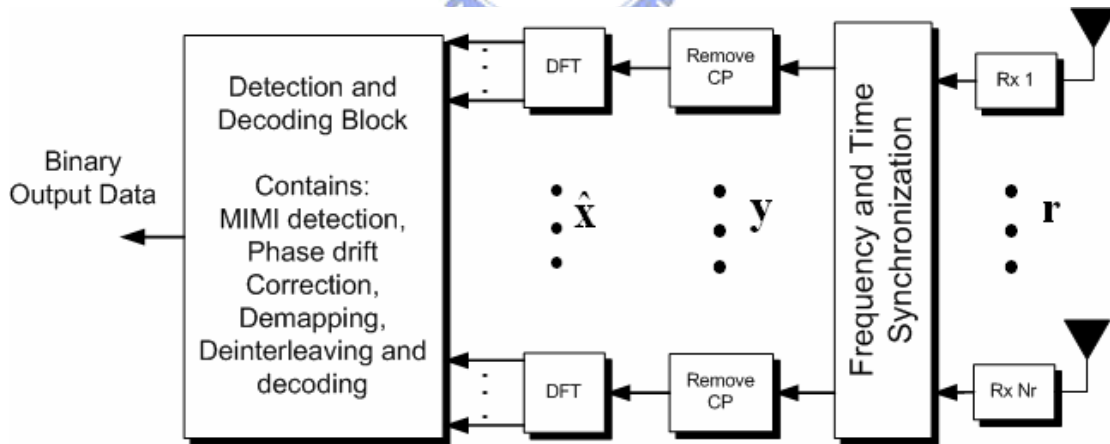


圖 2.1.9 MIMO-OFDM 接收端架構

2.2 IEEE 802.11n 系統介紹

802.11 是國際電機電子協會(IEEE)裡面負責規劃無線區域網路(WLAN)規格的組織，主要目的是要訂出符合大眾需求並提供一個規範準則給各家生產設備廠商作為標準。在 802.11 家族裡面，目前已經規範完成的標準包含 a,b,e,g,以及 i。而截至目前，正在規劃且尚未完成的 802.11n 是一個訴求高速傳輸的下一代無線網路傳輸技術，比目前最快的 a,g(54Mbps)系列高出兩倍以上的傳輸率，最快甚至可達 600Mbps。而之所以可以提升如此高的傳輸速度主要就是加入了多天線(MIMO)的架構。在規格訂定過程中，現在有兩個主要的大團體在競爭規格，一個是 TGn Sync[9]，另一個則是 WWiSE。在本論文中，我們以 TGn Sync 的架構為基礎，在本節將介紹 TGn Sync 所提出的系統架構，而遵循的規格是以目前最新 2005 年 5 月所提出的架構為主。

Feature	Mandatory	Optional
Number of Spatial Streams	1 and 2	3 and 4
Number of Transmit Antennas	2	Greater than 2
Channelization bandwidth	20MHz	40MHz
Number of Occupied Subcarriers	56 in 20MHz	114 in 40MHz
Number of Data Subcarriers	52	108
Number of Pilot Subcarriers	4	6
Modulation Order	BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM	256-QAM
Code Rate	1/2, 2/3, 3/4, 5/6	
Guard Interval	800ns	400ns
Convolutional Coding	$R=1/2, K=7, (g_1=133_8, g_2=171_8)$	
LDPC		TX and RX Optional
TX Beamforming		TX and RX Optional

表 2.2.1 802.11n 實體層(PHY)需求

其特色主要有下列幾點：

- 使用較大的頻寬(40MHz)
- 以 MIMO-OFDM 為主
- 空間多工(SDM)或時空區塊編碼(STBC)
- 空間延展(Spatial Spreading)與傳輸端的波束成型(Beamforming)
- 進階編碼(LDPC)
- 延伸的調變與編碼方式(Extended Modulation and Coding Scheme)

觀察表 2.2.1，TGn Sync 主要以兩根天線且 20MHz 頻寬為主，與早期的單天線傳輸使用相同的頻寬。操作的頻帶在 2.4GHz 以及 5GHz，其傳輸端架構如下圖：

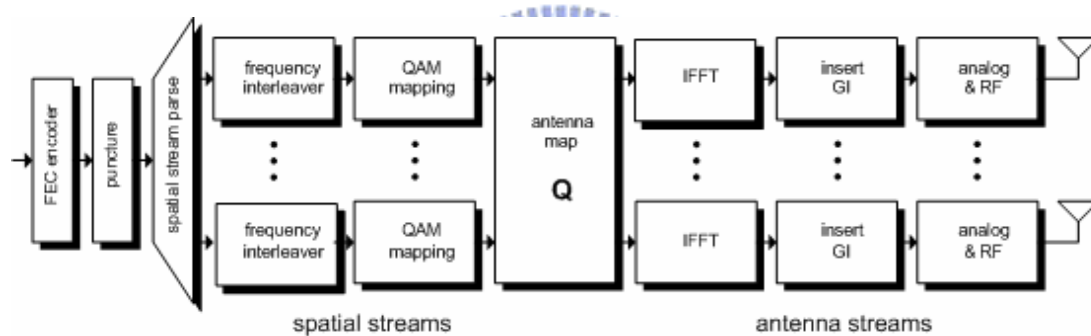


圖 2.2.1 MIMO 傳送端架構

由圖可知，其錯誤更正碼架構是採用單一編碼器。對傳統的迴旋碼(Convolution Code)而言，在這邊採用的編碼率為 1/2。經過編碼的位元藉由穿刺器(Puncture)產生其他不同的編碼率，如 2/3，3/4 或是 5/6 等。但是若編碼器採用 LDPC，則不用搭配穿刺器。

經過穿刺器後的位元將分配到 N_{ss} 個空間資料串上。在每個空間資料串上，對應到同一個 OFDM 符元的位元將會被交錯器(Interleaver)打散。由於此打散動作是將不同子載波間的位元交錯，所以又稱為頻域交錯器(Frequency Interleaver)，可避免 Burst Error 對接收端解碼時的影響。經過

交錯器打散後的位元會被對應的不同的星狀圖上，可能是 BPSK，QPSK，16QAM，64QAM 或是 256QAM，主要是依照環境狀況做調整。然後把這 N_{ss} 個空間資料串對應到天線上，此時要注意一個限制，也就是 $N_{ss} \leq \min\{N_{Tx}, N_{Rx}\}$ 。對應的方式是藉由一個轉換矩陣 \mathbf{Q} ，此轉換矩陣有三種模式，以下將個別介紹。

◆ 直接對應(Direct Map)的 MIMO 架構

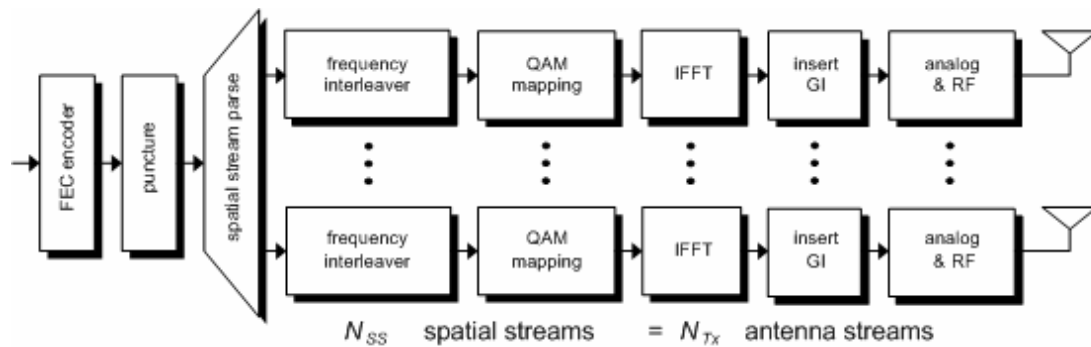


圖 2.2.2 直接對應的 MIMO 架構圖

此架構是最簡單的對應模式。在此架構中，轉換矩陣 \mathbf{Q} 只是一個單位矩陣的對應，也就是 $\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{N_{Tx} \times N_{Tx}} \\ \vdots \end{bmatrix}_{N_{ss}}$ 。每個空間資料串會對應到每根天線上，為一對一的對應。由於 N_{ss} 小於 N_{Tx} ，所以只有 \mathbf{Q} 的前 N_{ss} 個列會被使用到，而剩下的 $N_{Tx} - N_{ss}$ 個列則都設為零。

◆ 空間延展(Spatial Spreading)

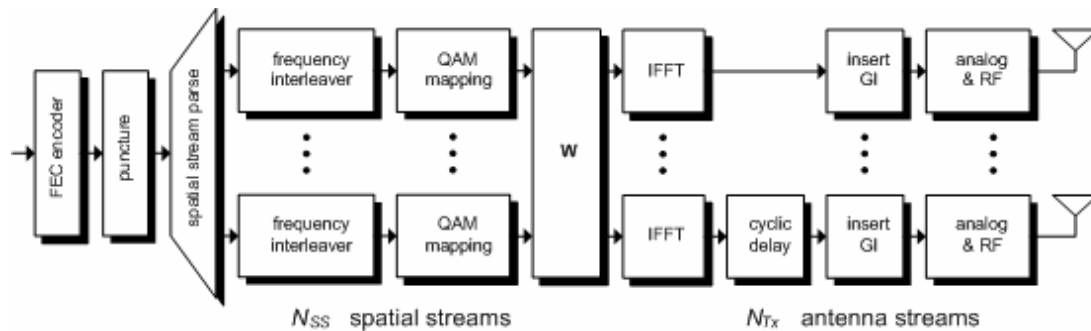


圖 2.2.3 空間延展搭配循環延遲架構圖

基本的空間延展概念是使用一正交矩陣 \mathbf{W} 的前 N_{ss} 列，而此矩陣在每個子載波間都是保持不變的。通常在傳輸天線數目為 2 或 4 的時候，我們會使用 Walsh 矩陣，若傳輸天線數目為 3 的時候，則使用傅立葉矩陣。

在 N_{Tx} 為 2 或 4，轉換矩陣如下：

$$\mathbf{W}_{2 \times 2} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} +1 & +1 \\ +1 & -1 \end{bmatrix} \quad \mathbf{W}_{4 \times 4} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} +1 & +1 & +1 & +1 \\ +1 & -1 & +1 & -1 \\ +1 & +1 & -1 & -1 \\ +1 & -1 & -1 & +1 \end{bmatrix} \quad (2.2.1)$$

在 N_{Tx} 為 3，轉換矩陣如下：

$$\mathbf{W}_{3 \times 3} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} +1 & +1 & +1 \\ +1 & e^{j2\pi/3} & e^{-j2\pi/3} \\ +1 & e^{-j2\pi/3} & e^{j2\pi/3} \end{bmatrix} \quad (2.2.2)$$

使用 Walsh-Hadamard 與傅立葉矩陣的用意在於其能提供相當好的正交性，也就是 $\mathbf{W}^T \times \mathbf{W} = \mathbf{I}$ 。假設傳送端送出向量 $\mathbf{x}_{2 \times 1}$ ，經由轉換矩陣分配到四根天線上，所以 \mathbf{W} 的大小為 4×4 。根據定義，我們只會用到 \mathbf{W} 的前兩列，標示為 \mathbf{W}_r ，所以送出的訊號為 $\mathbf{y}_{4 \times 1} = \mathbf{W}_{r4 \times 2} \mathbf{x}_{2 \times 1}$ 。在接收端，利用其正交性，只要再乘上 \mathbf{W}_r 的轉置矩陣便可以將原始訊號求出，也就是 $\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{W}_r^T \mathbf{y} = \mathbf{W}_r^T \mathbf{W}_r \mathbf{x} = \mathbf{x}$ 。然而在使用基本的空間延展時，傳輸端會產生一個波束成型(Beamforming)的效應，此效應對系統而言是我們不想要的。為了減輕此效應的影響，在傳送端採用循環延遲(Cyclic Delay)，也就是每根天線傳送訊號的時間會不同。第一根天線是沒有延遲的，而剩下的天線依照順序，其延遲時間會有一個線性關係存在。這種延遲的方式不止可以減輕波束成型的效應，也可以增加系統的效能(Transmit Diversity)。圖 2.2.3 可看成是圖 2.2.1 的一種變形，但是在數學上可以使他們相等。我們知道在時域的延遲等於在頻域乘上一個相位的平移，因此只要讓 $\mathbf{Q} = \mathbf{\Phi} \mathbf{W}_r$ ，則圖 2.2.3 就可以表示成如圖 2.2.1 之結構，其中 $\mathbf{\Phi}$ 是一個 $N_{Tx} \times N_{Tx}$ 的對角矩陣，

如(2.2.3)所示。在頻域乘以 $\exp(-j2\pi k\Delta_F D)$ ，等效在時域做一個 D 時間的循環延遲。所以第 i 根天線會有 $(i-1)D$ 的循環延遲時間。

$$\Phi^{(k)} = \text{diag}(1, \exp(-j2\pi k\Delta_F D), \dots, \exp(-j2\pi k(N_{Tx}-1)\Delta_F D)) \quad (2.2.3)$$

◆ 傳送端波束成型(Beamforming)

傳送端波束成型的目的是調整天線的對應，使得接收端的每個空間資料串可以接收到最大的能量。要產生波束成型矩陣的方式很多，在此我們只簡要介紹基於通道 Singular value decomposition(SVD)下的一個最佳方式。在此架構下，轉換矩陣 \mathbf{Q} 會根據目前 MIMO 通道狀況做設計。最佳的轉換矩陣就是通道在 SVD 下的右奇異向量(Singular Vectors)。假設通道 \mathbf{H} 代表訊號在頻域遭遇到的通道，是一個 $N_{Rx} \times N_{Tx}$ 的矩陣。則通道的 SVD 分解如下所示：

$$\mathbf{H}_{N_{Rx} \times N_{Tx}} = \mathbf{U}_{N_{Rx} \times N_{Rx}} \mathbf{D}_{N_{Rx} \times N_{Tx}} \mathbf{V}_{N_{Tx} \times N_{Tx}}^H \quad (2.2.4)$$

其中 $\mathbf{D} = \text{diag}(\sigma_0, \dots, \sigma_{N-1})$ ，是一個奇異數的對角矩陣。而 \mathbf{U} 與 \mathbf{V} 皆為正交矩陣。假設傳送端送了一個向量 \mathbf{x} ，經過轉換矩陣可以得到 $\mathbf{V}\mathbf{x}$ 。於是在接收端可以收到：

$$\begin{aligned} \mathbf{y} &= \mathbf{H}\mathbf{V}\mathbf{x} + \mathbf{n} \\ &= \mathbf{U}\mathbf{D}\mathbf{V}^H\mathbf{V}\mathbf{x} + \mathbf{n} \\ &= \mathbf{U}\mathbf{D}\mathbf{x} + \mathbf{n} \end{aligned} \quad (2.2.5)$$

使用 SVD 的好處是可以藉由適應性調變(Adaptive Modulation)增加傳送效率，也就是不同的資料串可以根據通道狀況做調整，使傳輸效率提高。在接收端可以乘上 \mathbf{U}^H 以取得我們想要的資料。

$$\begin{aligned} \mathbf{y} &= \mathbf{U}\mathbf{D}\mathbf{x} + \mathbf{n} \\ \mathbf{U}^H\mathbf{y} &= \mathbf{D}\mathbf{x} + \mathbf{U}^H\mathbf{n} \end{aligned} \quad (2.2.6)$$

其中奇異數矩陣 \mathbf{D} 代表目前通道的狀況，我們可以在 SNR 高的通道傳送較高的資料量，而 SNR 低的通道則傳送比較少的資料量。

MIMO Modes	Characteristic	Extent of TX adaptation
Basic MIMO (mandatory)	<ul style="list-style-type: none"> • Antenna mapping: direct map or spatial spreading 	<ul style="list-style-type: none"> • No adaptation is performed in the spatial domain • MCS selection (adaptation) is based upon either: (1) binary feedback (i.e. ACK/noACK), or (2) recommendation from the RX, or (3) availability of CSI at the TX
TX Beamforming (Optional)	<ul style="list-style-type: none"> • All spatial streams are spatially shaped via a beamforming matrix that may be different for each subcarrier. • The basic MCS set and extended MCS set is used, which would support different data rates across spatial streams. 	<ul style="list-style-type: none"> • CSI is required at the TX • Sounding packet from the recipient to the initiator is required to estimate the CSI at the transmitter • RF calibration at transmitter side is required since reciprocity is used to perform TX beamforming • It is not mandated at devices which don't support Tx BF that they should be involved in calibration sequence.

表 2.2.2 MIMO 傳輸模式

表 2.2.2 是針對上述幾種 MIMO 的傳輸模式做一個整理，主要分為兩種模式。一個是基本的 MIMO 傳輸，採用直接對應或是空間延展的傳輸架構，並且可藉由接收端的回饋(Feedback)訊號或是由傳送端自己估測得到的通道狀態資訊(Channel State Information, CSI)來做調變的選擇；另一種模式是波束成型，採用延伸的調變模式，可以使不同的空間資料流採用不同的傳輸率。另外，在 20MHz 的頻寬模式下，每個 OFDM 符元包含 56 個 tones，其中 52 個是 data tones，4 個是 pilot tones，其配置方式大致與 IEEE 802.11a[11]相同，只是在兩邊各多加了兩個 data tones。在 40MHz 頻寬下，

比傳統單天線的頻寬多了一倍，所以 tone 的配置也會不同。如下所示：

$$\text{Nulled Tones} = \{-64 \dots -59, -1, 0, +1, +59 \dots +63\}$$

$$\text{Populated Tones} = \{-58 \dots -2, +2 \dots +58\}$$

$$\text{Pilot Tones} = \{-53, -25, -11, +11, +25, +53\}$$

$$\text{Data Tones} = \{\text{Populated Tones}\} - \{\text{Pilot Tones}\}$$

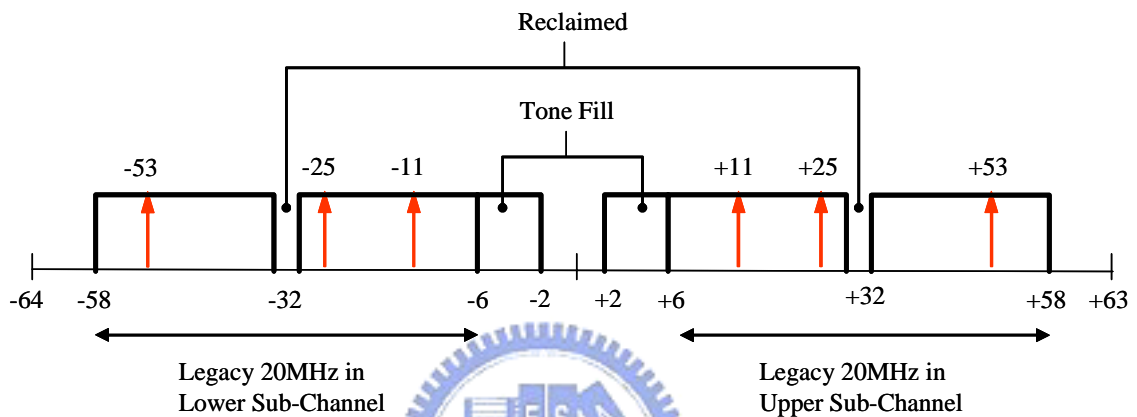


圖 2.2.4 40MHz 頻寬的 Tone 配置

圖 2.2.4 是採用 40MHz 的頻寬時，Data Tones 與 Pilot Tones 的所在位置。基本上主要是由兩個舊的 20MHz 頻寬所組成，但是 Pilot Tone 的位置與數目有些許調整，例如舊的 20MHz 的 Tone 是由 -58 到 -6 以及 +6 到 +58，現在則變成 -58 到 -2 以及 +2 到 +58，因此多了四個 Data Tones；另外，之前 +39 以及 -39 的位置是擺放 Pilot Tones，現在則換成 Data Tones，如此一來增加了資料的傳輸量。

2.3 IEEE 802.11n Preamble 格式介紹

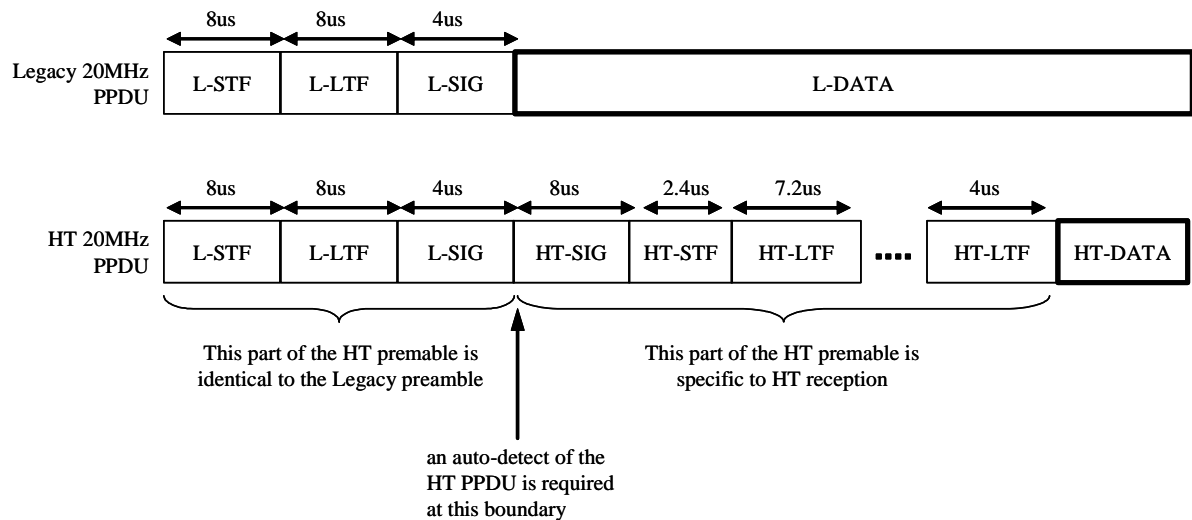


圖 2.3.1 20MHz 的 Preamble 格式

Preamble 的功能包含以下：

1. 封包偵測(Start-of-Packet detection)
2. 自動增益控制(AGC)
3. 粗略頻率偏移估計(Coarse Frequency Offset Estimation)
4. 粗略時序估計(Coarse Timing Offset Estimation)
5. 精準時序估計(Fine Timing Offset Estimation)
6. 精準頻率偏移估計(Fine Frequency Offset Estimation)
7. 通道估計(Channel Estimation)

如圖 2.3.1 所示，為了使 802.11n 的實體層封包可以相容於傳統的 802.11a 與 ERP 802.11g，因此在封包的一開頭會加入舊式的 preamble(L-STF, L-LTF, L-SIG)。如此一來，當傳統單天線接收機收到 11n 的封包時，也可以順利的解開 L-SIG 並作適當的處理。

以下我們簡稱 11n 的傳送接收配備為高速(High Throughput)儀器。通常高速接收機並無法事先預知其接收到的封包是傳統單天線接收機或是 11n

的封包。因此，高速接收機必須要能判別在 L-SIG 之後是 L-DATA 或是 HT-SIG。在此，Preamble 的設計提供了兩個方案使得高速接收機可以判別出 L-DATA 或是 HT-SIG：(1)將 HT-SIG 以 BPSK 星狀圖傳送，且其對應的軸為正交軸(Quadrature Axis)，如圖 2.3.2。(2)從 L-SIG 到 HT-SIG 會反轉 Pilot 的極性。如此一來，高速接收機便可以輕易的分辨出接收到的封包是單天線系統的封包或是高速傳輸的封包。

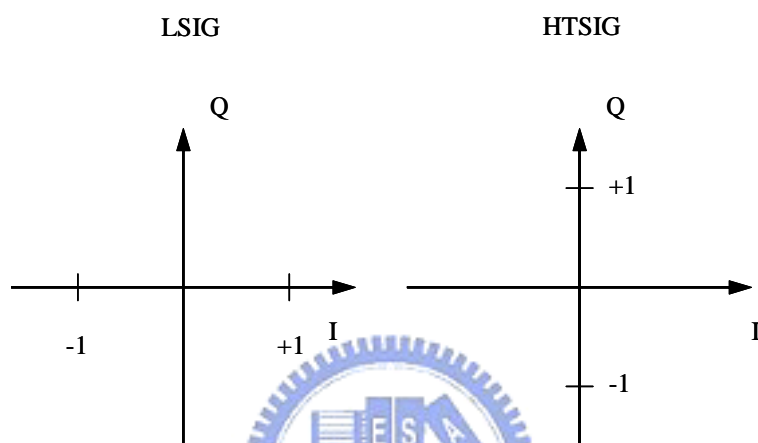


圖 2.3.2 L-SIG 與 HT-SIG 的星狀圖對應

一個高速接收機必須要能完成功能 1 到 7，才能成功的解出封包。功能 1 到 4(或 5)是由 L-STF 完成，而功能 5 到 7 是由 L-LTF 完成。由於 L-STF 無法提供足夠且正確的資訊來操作 MIMO AGC，因此藉由 HT-STF 彌補這個缺點。換句話說，HT-STF 只是單純為了做 MIMO AGC 所設計。L-STF 與 L-LTF 在以前的單天線系統已經是大家所熟知的，可以在[11]找到相關資訊，其功能與細節便不再贅述。以下我們將從 HT-SIG，HT-STF 與 HT-LTF 開始討論。

➤ HT-SIG

由圖 2.3.3 可知，此欄位包含許多 HT 實體層的資訊，包含調變資訊 (Modulation Coding Scheme, MCS)，進階編碼以及頻寬選擇等。對於實體層的訊號處理而言，都是非常重要的，詳細功用可參考[9]。

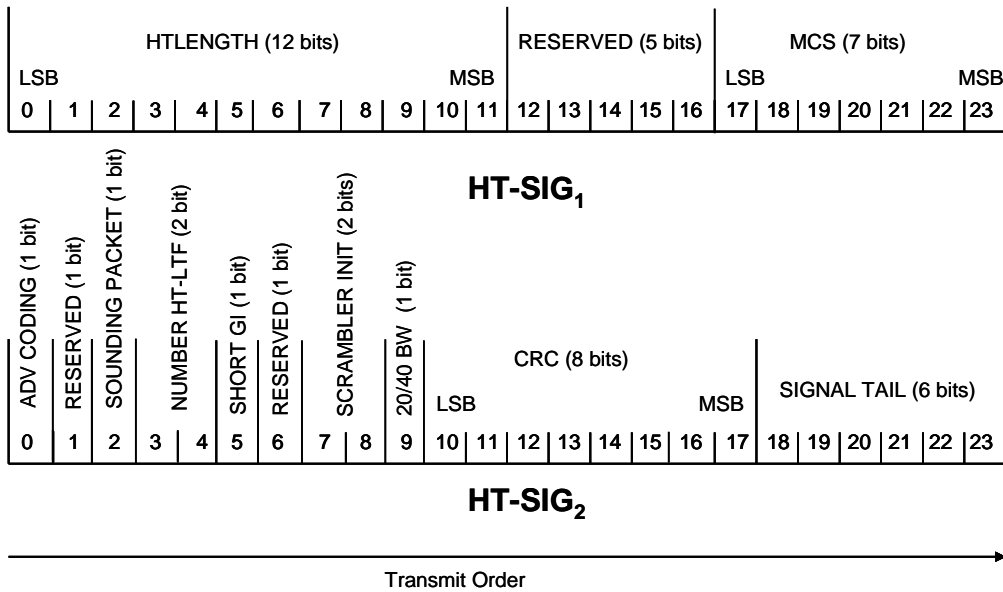


圖 2.3.3 HT-SIG 格式與各個欄位代表的意義

➤ HT-STF

高速短訓練符元，此區塊純粹是為了做自動增益控制(AGC)的微調。藉由 HT-STF 估計接收訊號的強弱，提供資訊給 AGC。而 AGC 電路會根據此訊息自動增加或衰減增益，並透過基頻濾波器來避免 A/D 的飽和，維持適當的基頻信號準位再送給基頻處理器。為了使估計出來的功率夠準確，且功率的波動(Fluctuation)最小化，在這邊採用頻率交錯(Tone-Interleaving)的方式。以圖 2.3.5 的頻率交錯為例子，較粗的線代表有放 Pilot 的 Tones，所以不同天線間，放資料的頻率會互相交錯。因此，在接收端經過 FFT 後，不同天線的 Pilot 並不會互相干擾。

$$HTS_{-26,26} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{cases} \{0, 0, 1+j, 0, -1-j, 0, 1+j, 0, -1-j, 0, -1-j, 0, -1-j, 0, 1+j, 0, 1+j, 0, 1+j, 0, 1+j, 0, -1-j, 0, -1-j, 0, \\ 0, 0, 1+j, 0, -1-j, 0, -1-j, 0, 1+j, 0, -1-j, 0, -1-j, 0, -1-j, 0, 1+j, 0, -1-j, 0, -1-j, 0, 1+j, 0, 0\} & N_{Tx} = 1 \\ \\ \{0, 0, -1-j, 0, 1+j, 0, 1+j, 0, 1+j, 0, -1-j, 0, -1-j, 0, -1-j, 0, 1+j, 0, -1-j, 0, -1-j, 0, 1+j, 0, \\ 0, 0, 1+j, 0, -1-j, 0, -1-j, 0, 1+j, 0, -1-j, 0, -1-j, 0, -1-j, 0, 1+j, 0, 1+j, 0, 1+j, 0, -1-j, 0, \} & N_{Tx} = 2 \\ \\ \{0, 0, -1-j, 0, -1-j, 0, 1+j, 0, 1+j, 0, 1+j, 0, 1+j, 0, 1+j, 0, 1+j, 0, 1+j, 0, -1-j, 0, -1-j, 0, \\ 0, 0, -1-j, 0, -1-j, 0, -1-j, 0, 1+j, 0, 1+j, 0, 1+j, 0, 1+j, 0, 1+j, 0, 1+j, 0, 1+j, 0, -1-j, 0, 0\} & N_{Tx} = 3 \\ \\ \{0, 0, -1-j, 0, -1-j, 0, 1+j, 0, 1+j, 0, -1-j, 0, -1-j, 0, 1+j, 0, 1+j, 0, -1-j, 0, -1-j, 0, -1-j, 0, \\ 0, 0, -1-j, 0, -1-j, 0, -1-j, 0, 1+j, 0, 1+j, 0, -1-j, 0, -1-j, 0, 1+j, 0, 1+j, 0, -1-j, 0, -1-j, 0, 0\} & N_{Tx} = 4 \end{cases}$$

圖 2.3.4 在 20MHz 不同傳送天線所採用的 STF

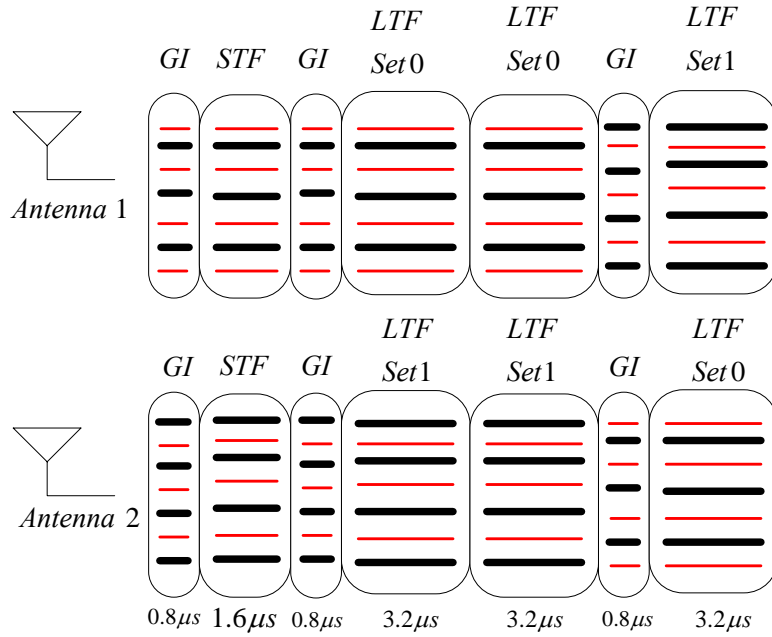


圖 2.3.5 兩根天線的頻率交錯示意圖

下表是搭配圖 2.3.5，說明在 Set0 到 Set1 放置 LTF 的頻率交錯位置。

Nss	Set 0	Set 1	Set 2	Set 3
1	[-28:1:-1] [1:1:+28]			
2	[-28:2:-2] [2:2:28]	[-27:2:-1] [1:2:27]		
3	[-28:3:-1] [2:3:26]	[-27:3:-3] [3:3:27]	[-26:3:-2] [1:3:28]	
4	[-28:4:-4] [1:4:25]	[-27:4:-3] [2:4:26]	[-26:4:-2] [3:4:27]	[-25:4:-2] [4:4:28]

表 2.3.1 頻率交錯以分組表示

➤ HT-LTF

高速長訓練符元，主要用途是作通道估測(Channel Estimation)，也可以用來做頻率偏移的補償。在通道估測時，傳送端也是採用頻率交錯的方式，避免天線之間的互相干擾。以兩根天線，20MHz 的模式為例子，如圖 2.3.5，其中第一根天線的 Set0 重覆了兩次，此目的是為了在接收端能夠對兩次估到的相同通道作平均。但是為了避免 LTF 浪費傳輸率，藉由模擬結果發現，在 Set1 之後剩下一個 OFDM 符元的這種模式依然可以維持我

們想達到的封包錯誤率(PER)，並且估計出來的通道也不會誤差太多。隨著天線數目的增加，LTF 的數目也要隨著增加，並且在不同天線所傳送的頻率會互相錯開，也就是可以在不受其他天線干擾的情形下估出完整的通道。圖 2.3.6 是 TGn Sync 在 2005 年 5 月所訂出的規格，我們發現只有第一組的 LTF 有重複的兩個 OFDM 符元，之後的便只有一個 OFDM 符元。表 2.3.2 是不同天線間採用的 LTF 格式，之所以有不同的序列是為了要使其時域的峰均值比(Peak-to-Average Power Ratio, PAPR)最小。

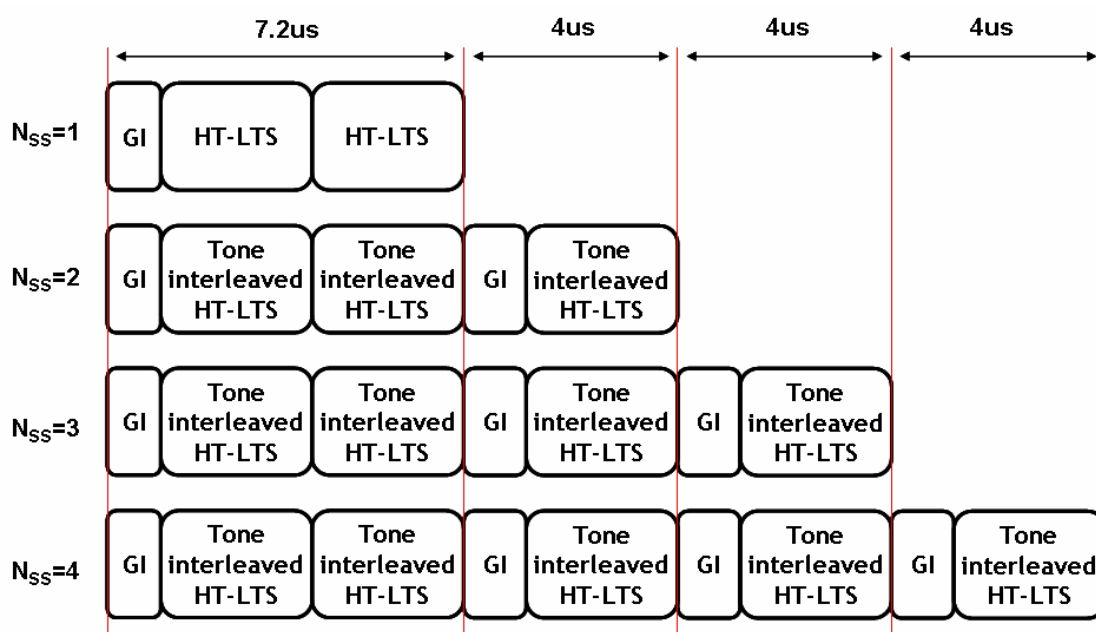


圖 2.3.6 HT-LTF 在不同天線間的重複狀況

$N_{Tx}=1$	$HTL_{-28:28}=[-1, -1, -1, 1, 1, 1, 1, -1, 1, -1, -1, -1, -1, 1, -1, 1, 1, -1, -1, 1, 1, 1, -1, 1, 1, -1, 1, 0, -1, -1, -1, 1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, 1, -1, -1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, -1, -1]$
$N_{Tx}=2$	$HTL_{-28:28}=[-1, -1, 1, 1, 1, -1, 1, 1, -1, -1, 1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, -1, -1, -1, 1, 1, -1, -1, -1, 1, 1, 1, 1, 1, -1, -1, -1, 1, -1, 1, 0, -1, -1, -1, 1, -1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, -1, -1, 1, 1, 1, 1, 1, 1]$
$N_{Tx}=3$	$HTL_{-28:28}=[1, -1, -1, -1, 1, 1, 1, 1, -1, 1, -1, -1, -1, 1, 1, 1, -1, -1, 1, 1, 1, -1, -1, 1, -1, -1, -1, -1, 1, -1, -1, 1, -1, -1, 1, -1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, -1, 1, 1, 1, 1, 1, -1, -1, -1, 1, 1, -1, -1, 1]$
$N_{Tx}=4$	$HTL_{-28:28}=[1, 1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, -1, 1, -1, -1, -1, 1, -1, -1, 1, -1, -1, 1, -1, -1, 1, -1, -1, 1, -1, -1, 1, -1, -1, 1, -1, 1, 1, -1, -1, -1, 1, 1, -1, -1, 1, -1, -1, 1]$

表 2.3.2 在 20MHz 不同傳送天線所採用的 LTF

第三章 訊號偵測與消除 Clipping Noise 的方法

3.1 MMSE 與 V-BLAST 演算法介紹

Bell Laboratories Layered Space-time(BLAST)是一個多天線的無線傳輸系統，能夠在不增加任何頻寬與傳送功率的情況下更有效率的使用頻譜，與傳統單天線最大的區別就是引進了空間的概念。傳統單天線只討論在時間與頻率的維度上做訊號處理，在多天線系統中，又考慮了另一個新的維度，也就是空間。目前有兩個比較熱門的 BLAST 系統，分別是 diagonal BLAST(D-BLAST)[14]與 vertical BLAST(V-BLAST)[8]。D-BLAST 系統是一個能趨近 Shannon Capacity 的系統架構，然而其複雜度非常高，不適合實際上的應用。而 V-BLAST 則是一個簡化版的 D-BLAST，雖然無法如 D-BLAST 那樣靠近 Shannon Capacity，但是複雜度降低許多，而且在傳輸速度上也有一定程度的增加，與 D-BLAST 相較起來更為實用。

我們延續章節 2.1.2 的 MIMO 系統架構，將 V-BLAST 應用在此平台上。在 V-BLAST 系統中，資料會被切分成 N_t 等分的子資料串，每個子資料串彼此獨立地分配到 N_t 根天線上傳送。在接收端，每根接收天線會收到來自 N_t 根天線的訊號。根據通道的狀況，對子資料串作排序(Ordering)的動作，於是 SNR 高的子資料串先偵測(Detect)，在偵測的同時，我們需要先計算一個 Minimum Mean Square Error(MMSE)的濾波器，此濾波器的主要功用是要消除訊號因為經過通道所產生的互相干擾。然而，此 MMSE 濾波器的產生需要用到反矩陣運算，根據線性代數分析，一個方矩陣(Square Matrix)的反矩陣運算量與矩陣維度的三次方成正比，這是一個相當大的運算量。為了克服此問題，便有學者開始研究快速 V-BLAST 演算法 [7]。

V-BLAST演算法的第一步是要先計算出MMSE濾波器。延續章節2.1.2的訊號模型，接收到的訊號為 $\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{N}$ ，我們考慮在數位的操作環境，觀察取樣點 k ，於是接收到的訊號可改寫為 $\mathbf{y}(k) = \mathbf{H}\mathbf{x}(k) + \mathbf{n}(k)$ 。接下來，我們定義一個錯誤向量 $\mathbf{e}(k)$ ，此向量代表傳送的訊號與接收訊號乘上MMSE濾波器後的誤差，也就是 $\mathbf{e}(k) = \mathbf{x}(k) - \mathbf{G}^H \mathbf{y}(k)$ ，其中 \mathbf{G} 是MMSE濾波器。另外，定義一個成本函數(Cost Function) J ，如下式：

$$J = E\{\mathbf{e}^H(k)\mathbf{e}(k)\} = \text{tr}\{E\{\mathbf{e}(k)\mathbf{e}(k)^H\}\} \quad (3.1.1)$$

為了使成本最小，我們對 J 微分，使其等於零，並找出此時的MMSE濾波器的值，於是可以推導出Wiener-Hopf equation[7]：

$$\mathbf{G}^H \mathbf{R}_{yy} = \mathbf{R}_{xy} \quad (3.1.2)$$

其中

$$\mathbf{R}_{yy} = E\{\mathbf{y}(k)\mathbf{y}^H(k)\} \quad \mathbf{R}_{xy} = E\{\mathbf{x}(k)\mathbf{y}^H(k)\} \quad (3.1.3)$$

前者為接收訊號向量的協方差矩陣(Covariance Matrix)，後者為傳輸和接收向量的交互相關矩陣(Cross-Correlation Matrix)。從式(3.1.2)可以推導出MMSE濾波器如下：

$$\mathbf{G} = [\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \alpha \mathbf{I}_{N_r \times N_r}]^{-1} \mathbf{H} \quad (3.1.4)$$

經由一些簡單的運算，上式可等效於式(3.1.5)

$$\mathbf{G} = \mathbf{H}[\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \alpha \mathbf{I}_{N_t \times N_t}]^{-1} = \mathbf{H}\mathbf{Q} \quad (3.1.5)$$

其中， α 為每根天線上的SNR倒數，如(3.1.6)所示。另外定義 \mathbf{Q} 如(3.1.7)所示。

$$\alpha = \frac{\sigma_x^2}{\sigma_n^2} \quad (3.1.6)$$

$$\mathbf{Q} = [\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \alpha \mathbf{I}_{N_t \times N_t}]^{-1} \quad (3.1.7)$$

由於 $N_{ss} \leq N_r$ ，在運算反矩陣的時候，式(3.1.5)的運算量會小於或等於式

(3.1.4)，因此在實際使用的效率上，我們比較偏好使用式(3.1.5)。除了使用 MMSE 濾波器之外，也可直接取通道的 Pseudo-Inverse，如下所示：

$$\mathbf{G}_{PI} = \mathbf{H}[\mathbf{H}^H \mathbf{H}]^{-1} \quad (3.1.8)$$

這種模式稱之為 Zero-Forcing 濾波器，我們標示為 \mathbf{G}_{PI} 。 \mathbf{G} 與 \mathbf{G}_{PI} 唯一的不同在於參數 α 。此參數會對濾波器產生一個編移(Bias)，針對目前環境雜訊的大小作相對應的調整。當雜訊小的時候， α 趨近零，則 \mathbf{G} 會趨近於 \mathbf{G}_{PI} ；反之當雜訊大的時候， \mathbf{G}_{PI} 可能會放大雜訊，造成多餘的干擾，此時若有 α 調整，則可避免此種狀況發生。另外，當 $\mathbf{H}^H \mathbf{H}$ 呈現病態狀況 (Ill-Conditioned) 的時候， \mathbf{G} 也可以提供可靠的結果。

在實際的使用上，依照 $\mathbf{H}^H \mathbf{H}$ 狀態指數(Condition Number)，我們可以使用不同的 α 。例如當狀態指數很高而且 SNR 也很高的情況，可以對 α 採用較高的值。因此，MMSE 濾波器可以看成是一個通道的 Pseudo-Inverse 經過偏移後的結果。在 V-BLAST 的過程中，訊號的偵測會在 N_t 次的遞迴中完成。然而，偵測的順序對於系統整體的效能影響很大，倘若第一個解出來的訊號是錯的，在接下來的遞迴過程中，錯誤會延續到第二個訊號上，也就是所謂的錯誤延展(Error Propagation)。因此，有效的排序將可以對系統效能有很大的提升。

接著，我們將討論如何對訊號排序的方法。首先，我們知道 MMSE 濾波器可表示成 $\mathbf{G} = \mathbf{H}\mathbf{Q}$ ，且 $\mathbf{Q} = [\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \alpha \mathbf{I}_{N_t \times N_t}]^{-1}$ 。當我們計算誤差向量 $\mathbf{e}(k)$ 的協方差時，可得下式：

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{ee} &= E\{\mathbf{e}(k)\mathbf{e}^H(k)\} \\ &= \sigma_n^2 \mathbf{Q} \end{aligned} \quad (3.1.9)$$

觀察式(3.1.9)，我們可以很清楚的知道，擁有 SNR 最高的訊號就是有最小的誤差變異數，所以要解的第一個訊號可以從式(3.1.10)獲得，其中 q_{mm} 代表矩陣 \mathbf{Q} 的第 m 個對角線元素。

$$p_1 = \arg \min_m q_{mm} \quad (3.1.10)$$

準備就緒後，便可以開始執行 V-BLAST 的流程。此流程主要分為三大步驟，依序如下：

- 步驟一：使用 MMSE 濾波器式(3.1.5)或是 Zero-Forcing 濾波器(3.1.8)，我們可以計算

$$\mathbf{s}(k) = \mathbf{G}^H \mathbf{y}(k) \quad (3.1.11)$$

- 步驟二：利用式(3.1.10)找出 $\mathbf{s}(k)$ 裡面 SNR 最高的子資料符元，並將此符元偵測出來。假設經由(3.1.10)找出在 $\mathbf{s}(k)$ 裡面的第 p_1 個子資料符元擁有最高的 SNR，於是可對第 p_1 個符元作決策：

$$\hat{x}_{p_1}(k) = Q[s_{p_1}(k)] \quad (3.1.12)$$

其中， $Q[\cdot]$ 是根據訊號的星狀圖 (Constellation) 對符元作量化或是決策。

- 步驟三：假設 $\hat{x}_{p_1}(k) = x_{p_1}(k)$ ，我們就可以把 $x_{p_1}(k)$ 從接收訊號向量 $\mathbf{y}(k)$ 中移除，並獲得一組新的接收向量 $\mathbf{y}_2(k)$ ，如下所示：

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_2(k) &= \mathbf{y}(k) - \hat{x}_{p_1}(k) \mathbf{h}_{:,p_1} \\ &= \sum_{m \neq p_1} \mathbf{h}_{:,m} x_m + \mathbf{n}(k) \\ &= \mathbf{H}_{N_r-1} \mathbf{x}_{N_t-1}(k) + \mathbf{n}(k) \end{aligned} \quad (3.1.13)$$

\mathbf{H}_{N_r-1} 是把 \mathbf{H} 的第 p_1 個行移除，可獲得一個 $N_r \times (N_t - 1)$ 的矩陣。而

$\mathbf{x}_{N_t-1}(k)$ 就是把 $\mathbf{x}(k)$ 的第 p_1 個資料移除，獲得一個長度為 $N_t - 1$ 的向量。

隨著步驟一到三，每得到一個新的 \mathbf{H} 就要重新計算式(3.1.10)以獲得新的排序。經由算出來的 p_2, \dots, p_{N_t} 順序，並搭配更新後的接收向量 $\mathbf{y}_2(k), \dots, \mathbf{y}_{N_t}(k)$ ，如此遞迴的運算直到所有 $\mathbf{x}(k)$ 的資料都決策出來後才停止。根據[8]，此種排序方式(在偵測過程中，每次遞迴都選取擁有最好 SNR 的資料作決策)在所有排序方法中是最佳的。表 3.1.1 是 V-BLAST 演算法使用 MMSE 濾波器的總結。

- **Initialization** $\mathbf{y}_1(k) = \mathbf{y}(k)$, $\mathbf{H}_{N_t} = \mathbf{H}$
 $\mathbf{Q}_{N_t} = [\mathbf{H}_{N_t}^H \mathbf{H}_{N_t} + \alpha \mathbf{I}_{N_t \times N_t}]^{-1}$
 $\mathbf{f}(k) = [1 \ 2 \ \dots \ N_t]^T$
 $l_1 = \arg \min_i q_{N_t, ii} \quad p_1 = f_{l_1}(k)$
 $s_{p_1}(k) = \mathbf{q}_{N_t, :l_1}^H \mathbf{H}_{N_t}^H \mathbf{y}_1(k)$
Move the l_1 th entry of vector $\mathbf{f}(k)$ to the end
 $\hat{x}_{p_1}(k) = Q[s_{p_1}(k)]$
- **Recursion** for $m = 1, 2, \dots, N_t - 1$
 $\mathbf{y}_{m+1}(k) = \mathbf{y}_m(k) - \hat{x}_{p_1}(k) \mathbf{H}_{N_t, :l_m}$
Determine H_{N_t-m} by removing l_m th column of \mathbf{H}_{N_t-m+1}
 $\mathbf{Q}_{N_t-m} = [\mathbf{H}_{N_t-m}^H \mathbf{H}_{N_t-m} + \alpha \mathbf{I}_{(N_t-m) \times (N_t-m)}]^{-1}$
 $l_{m+1} = \arg \min_i q_{N_t-m, ii} \quad p_{m+1} = f_{l_{m+1}}(k)$
 $s_{p_{m+1}}(k) = \mathbf{q}_{N_t-m, :l_{m+1}}^H \mathbf{H}_{N_t-m}^H \mathbf{y}_{m+1}(k)$
Move the l_{m+1} th entry of vector $\mathbf{f}(k)$ to the position behind the $(M - m)$ th entry
 $\hat{x}_{p_{m+1}}(k) = Q[s_{p_{m+1}}(k)]$
end

表 3.1.1 V-BLAST 演算法使用 MMSE 濾波器

使用 V-BLAST 的好處在於能夠選取最可靠的訊號做決策，並將決策出來的訊號從接收向量裡面扣除。然而若是在低 SNR 的環境下，當第一個決策訊號的錯誤率相當高的時候，若是把接收向量扣掉決策錯誤的符元，反而會有更嚴重的錯誤延展(Error Propagation)，所以在低 SNR 的情況下，我們比較偏好使用 Space-Time Block Code(STBC)或是其他有搭配編碼的傳輸方式，雖然速度無法像 BLSAT 一樣，但卻提供更可靠的訊息。

3.2 Decision-Aided Reconstruction (DAR)

3.2.1 Clipping Ratio 之定義

在 OFDM 系統中，由於我們傳送的是經過 IFFT 之後的時域訊號，因此降低傳送訊號之 PAPR 是我們必須要解決的問題。而 Clipping 則是最簡單且有效的辦法。但很不幸的，此舉會引進所謂的 Clipping Noise(CN)，進而降低系統的表現，因此在接收端我們必須透過一些訊號處理的技巧來補償 CN 所造成的失真。首先，我們先定義經過 IFFT 之後的時域訊號可以表示如下：

$$x_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} X_n \exp\left\{j \frac{2\pi nk}{N}\right\} \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (3.2.1)$$

我們根據這些訊號的振幅來決定哪些取樣點需要被切掉，因此我們必須設定一個臨界值，只要某個時間點的訊號振幅超過此臨界值，那麼就認定它必須被送進 Clipping 這個程序。以簡單的數學式子來表示 Clipping 的運作：

$$y_k = \begin{cases} x_k & |x_k| \leq A \\ A \exp\{\arg(x_k)\} & |x_k| > A \end{cases} \quad (3.2.2)$$

至於 A 則是功率放大器所能忍受訊號之最大振幅。通常我們會定義一個相對的比值 Clipping Ratio (CR) 用以描述該訊號遭受 Clipping 的程度：

$$CR(dB) = 20 \log\left(\frac{A}{\sigma}\right) \quad (3.2.3)$$

CR 越高表示 A 越大，發生 Clipping 的機率也就越小。其中， σ 表示時域訊號功率的均方根(rms)值。換句話說，整個 Clipping 運作的機制即只要某個時間點上的訊號振幅大於 A ，那麼我們就以 A 為其新的振幅，並且保留其原始相位。而加入 Clipping 之傳送端架構如圖 3.2.1。



圖 3.2.1 OFDM 系統中傳送端考慮 Clipping 之方塊圖

3.2.2 Clipped Signal 數學模型

為了幫助之後的分析，我們將使用 Clipping 的訊號數學模型[15]。經過 Clipping 後的訊號 \hat{X}_k 可表示為：

$$\hat{X}_k = \alpha X_k + D_k \quad (3.2.4)$$

其中， α 是一個跟 CR 有關的參數，而 D_k 則是與 X_k 沒有相關性的隨機雜訊。至於 α 與 CR 之間的關係則是可以表示為[15]：

$$\alpha = 1 - \exp(-\gamma^2) + \frac{\sqrt{\pi}\gamma}{2} \operatorname{erfc}(\gamma), \quad \gamma = 10^{\left(\frac{CR}{20}\right)} = \frac{A}{\sigma} \quad (3.2.5)$$

γ 的物理意義代表 CR 在線性描述(Linear-domain)上的數值。如此一來，被切過的訊號與原本的訊號之間的關係便可以透過 α 與 D 來建立連結。而且很明顯地，在固定 CR 下 α 是一個不變的參數，而 D 則是一個類似白雜訊(White Noise)的雜訊。我們可以更進一步的根據 IFFT 之後的訊號會趨近高斯分布的統計特性，推導在 Clipping 前後的訊號功率關係式[15]：

$$P_{after} = (1 - e^{-\gamma^2}) P_{before} \quad (3.2.6)$$

透過以上的數學模型，我們便可以開始分析一些消除 CN 的演算法，並且根據現有的演算法提出改良的方法且解決方法中可能存在之限制。

3.2.3 Decision-Aided Reconstruction (DAR)理論介紹

Kim 與 Stuber 於 1999 年提出在接收端利用 DAR 的方法來補償 CN 的影響。為了簡化說明，我們在此先作以下假設：

- 符元同步正確
- 頻率偏移估計正確
- 通道響應估計正確

透過上面的假設，DAR 的核心演算法可以歸納如下：

- (1) 將收到的訊號移除 CP 且經過 FFT 後可以表示為：

$$Z_n = \alpha H_n X_n + W_n \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (3.2.7)$$

其中， H 為通道的影響，而 W 則是通道上的雜訊(AWGN)。首先，我們針對接收端看到的 Z_n 去除通道的影響，也就是作 FEQ(Frequency Domain Equalization)動作以得到 Y_n 。

$$Y_n = \frac{Z_n}{\alpha H_n} \quad (3.2.8)$$

然後將 Y_n 作 IFFT，存入暫存器之內，記為 \hat{y}_k ，此代表在接收端所估計出時域上遭受 Clipping 的訊號。

- (2) 對 Y_n 作決策(Hard Decision)，得到 \hat{X}_n 。
- (3) 對 \hat{X}_n 作 IFFT 得到 \hat{x}_k ，此為決策後的 tone 在時域上的訊號。
- (4) 接著比較 \hat{x}_k 與 A ，然後根據下列式子決定暫存器內的數值是否需要被替換

$$\hat{y}_k = \begin{cases} \hat{y}_k & |x_k| \leq A \\ \hat{x}_k & |x_k| > A \end{cases} \quad (3.2.9)$$

(5) 再將新得到的 \hat{y}_k 作 FFT，然後送回步驟 2 中做決策。

整個 DAR 流程如圖 3.2.2。

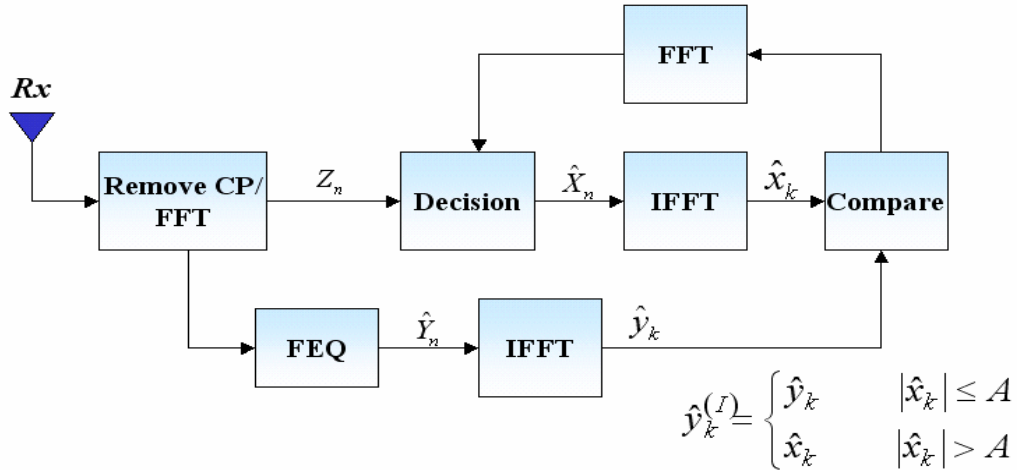


圖 3.2.2 應用於傳送端 Clipping 之 DAR 流程圖

利用重複上述步驟，可以有效降低 CN 的影響。直觀上，此方法是藉由不斷的決策過程，以正確的 tones 來幫助其他因為 SNR 較低而決策錯誤的 tones 往正確的方向前進。文獻中作者並沒有佐以數學說明分析，因此以下我們試圖使用數學模型來演譯 DAR 運作的機制。由於過程中需要經過多次 FFT/IFFT 處理，因此要追蹤每一個決策錯誤的 tone 是不容易的。在這邊，我們假設遭受 Clipping 的時域訊號只有一個，且在頻域中進行決策時亦只有一個 tone 決策錯誤，並忽略通道雜訊的影響(亦即當系統表現由 CN 主宰時)。

假定傳送一 OFDM 符元，而其在時域上訊號表示為 P ，我們假設 P 在時間點 m 遭受 Clipping。如圖 3.2.3 所示， $x_{m,P}$ 的振幅因為超過 A ，因此被切掉，而切掉的部分以 Δx_P 表示。

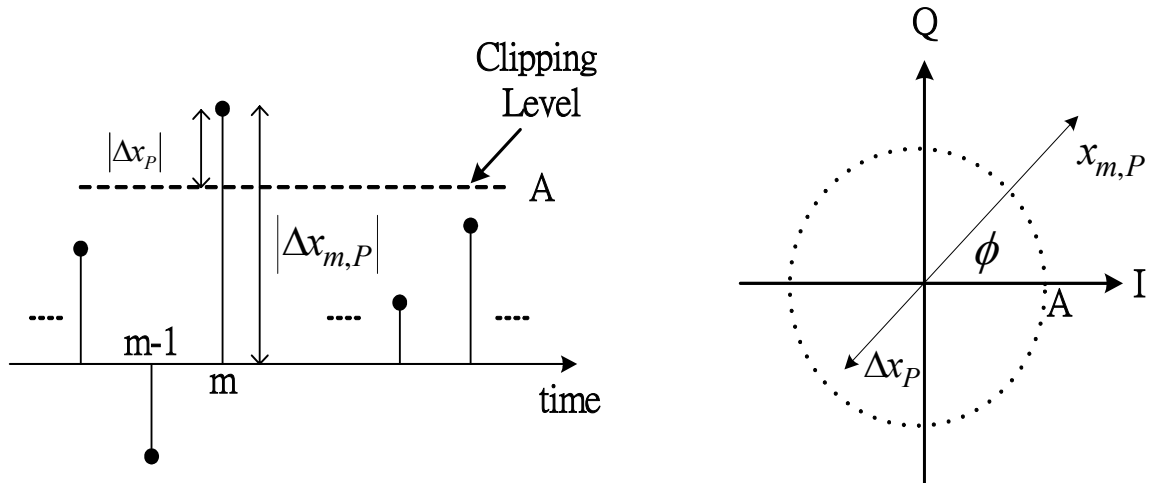


圖 3.2.3 遭受 Clipping 的訊號於時域中表示圖

而經過 FFT 之後的頻域信號中的某個 tone l 可以表示為 $Y_{l,P}^c$ (圖 3.2.4) ,

而此 tone 會因為 Clipping 的緣故而多出 ΔY_P 這一項：

$$\begin{aligned}
 Y_{l,P}^c &= \sum_n (x_{n,P} + \Delta x_P \delta_{n-m}) \exp(-j l \omega n), \quad \omega = \frac{2\pi}{N} \\
 &= Y_{l,P} + \sum_n (\Delta x_P \delta_{n-m}) \exp(-j l \omega n) \\
 &= Y_{l,P} + \underbrace{\Delta x_P \exp(-j l \omega m)}_{\Delta Y_P} \\
 &= Y_{l,P} + \Delta Y_P
 \end{aligned} \tag{3.2.10}$$

假設此符元中的第 l 個 tone 因為 ΔY_P 的影響而發生決策錯誤的情形(圖 3.2.4) 。亦即原本應該是決策為圖中的黑點，卻決策為白點，而 E 便是此錯誤所產生的錯誤分量。

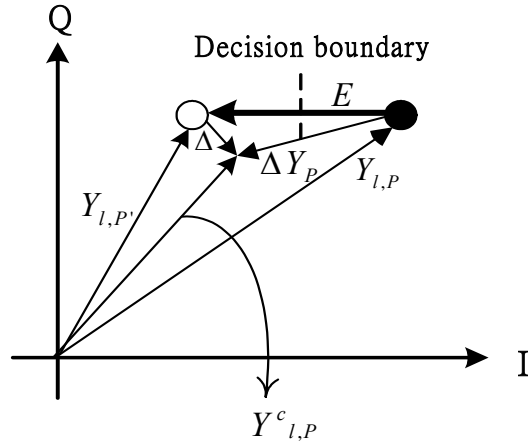


圖 3.2.4 因 CN 造成之決策錯誤

根據 DAR 演算法，包含錯誤分量 E 的決策結果 $Y_{l,P}$ ，將被送入 IFFT 轉換到

時域，而原本在時間點 m 的時域訊號可以表示為 $x_{m,P}$ ：

$$\begin{aligned}
 x_{m,P'} &= \frac{1}{N} \sum_k Y_{k,P'} \exp(jk\omega m), \quad \omega = \frac{2\pi}{N} \\
 &= \frac{1}{N} \sum_k (Y_{k,P} + E\delta_{k-l}) \exp(jk\omega m) \\
 &= x_{m,P} + \frac{1}{N} \sum_k [(\Delta Y_P + \Delta)\delta_{k-l}] \exp(jk\omega m)
 \end{aligned} \tag{3.2.11}$$

其中

$$\Delta Y_P = \Delta x_P \exp(-jl\omega m) \tag{3.2.12}$$

因此，將式(3.2.12)代入式 (3.2.11)：

$$\begin{aligned}
 x_{m,P'} &= x_{m,P} + \frac{1}{N} \sum_k [(\Delta Y_P + \Delta)\delta_{k-l}] \exp(jk\omega m) \\
 &= x_{m,P} + \frac{1}{N} \sum_k [(\Delta x_P \exp(-jl\omega m) + \Delta)\delta_{k-l}] \exp(jk\omega m) \\
 &= x_{m,P} + \underbrace{\frac{1}{N} \Delta x_P + \frac{1}{N} \Delta \exp(jl\omega m)}_{\triangleq e_m = \frac{E}{N} \exp(jl\omega m)}
 \end{aligned} \tag{3.2.13}$$

由於 $x_{m,P}$ 的相位與 Δx_P 相差 180 度；而決策錯誤的 tone l 在經過 IFFT 之後，圖 3.2.3 中的 $|\Delta x_P|$ 會變小 N 倍。這暗示在此情況下， $x_{m,P}$ 的振幅會較 A 大的機會相當高。而根據 DAR 的規則，一旦 $x_{m,P}$ 之振幅超過 A ，將會被換至暫存器中。至於 Δ 的影響，根據決策的原則我們可以知道他對 $x_{m,P}$ 振幅的影響會有下列先天上的限制：

$$|\Delta| \leq \frac{1}{2}|E| \quad (3.2.14)$$

根據式(3.2.13)以及式(3.2.14)，可以知道 Δ 對於 $x_{m,P}$ 的振幅影響不會超過 $|E|$ 。最後我們將訊號轉到頻域中，並觀察原先因為第 l 個 tone 決策錯誤所產生的錯誤量經過上述程序後的變化：

$$\begin{aligned} Y_{l,P'} &= \sum_n (x_{n,P} + e_n \delta_{n-m}) \exp(-j l \omega n) \\ &= Y_{l,P} + e_n \exp(-j l \omega m) \\ &= Y_{l,P} + \frac{E}{N} \exp(j l \omega m) \exp(-j l \omega m) \\ &= Y_{l,P} + \frac{E}{N} \end{aligned} \quad (3.2.15)$$

從 (3.2.15) 發現， E 變小為原本的 N 倍，從信號空間上亦可以觀察到此現象(圖 3.2.5)。

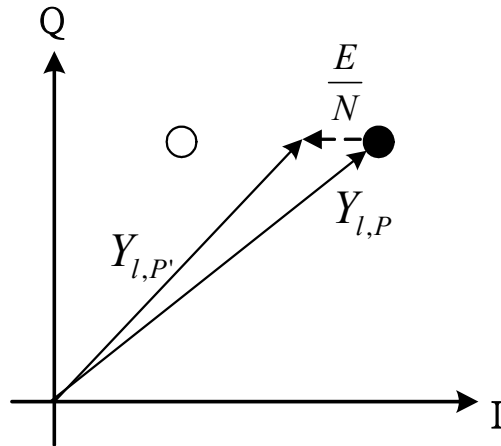


圖 3.2.5 錯誤分量經過 DAR 第一次遞迴後減少為原本的 $1/N$

經由上述推導，很明顯可以知道 DAR 能夠有效運作主要來自兩個現象。第一是在時間點 m 被切掉的訊號經過決策之後再轉至時域後，被切掉的部分(亦即 $|\Delta x_p|$)會變小 N 倍。這將使得該訊號在 DAR 第四個步驟中有很高的機率被換至暫存器內。第二是第 l 個 tone 因決策錯誤所產生的錯誤向量 E ，被其他 $N-1$ 個決策正確的 tone 所共同分擔。因此附掛在第 l 個 tone 上的錯誤頓時變小為原來的 N 倍。這也說明了為何 DAR 可以運作且有效降低 CN 影響的機制。同時，按照此邏輯我們亦可知道，若決策錯誤的 tone 之數量越大，能分擔錯誤的 tones 也就越少，DAR 效果亦越差。再進一步觀察 DAR，可以發現經過每一次的遞迴後，被切掉的訊號振幅會逐漸變大。換句話說，每次決策的星狀圖(Signal Constellation)會改變，這正是此方法的缺點。尤其當 CR 值相當低的時候，經過數次遞迴之後，星狀圖的改變會導致補償效果下降。而接下來要介紹的另一種補償方式則無此缺點。

3.3 Clipping Noise Estimation and Cancellation (CNEC)

接著，我們要討論另外一個在接收端消除 CN 的方法。此方法主要還是基於遞迴的概念，但比較特別的，它將 CN 視為一種可以在接收端複製的雜訊。而不再像 DAR 將它與 AWGN 視為同一種雜訊。根據這個想法，我們針對收到的信號作決策，再仿效傳送端 Clipping 的程序，藉此在接收端估計 CN 並且將它從接收信號中扣除。整個演算架構可以用圖 3.3.1 表示。特別注意的是，在接收端複製 CN 的時候，必須注意 Clipping 的環境條件都必須與傳送端之 Clipping 相同，如此才能正確估計 CN。

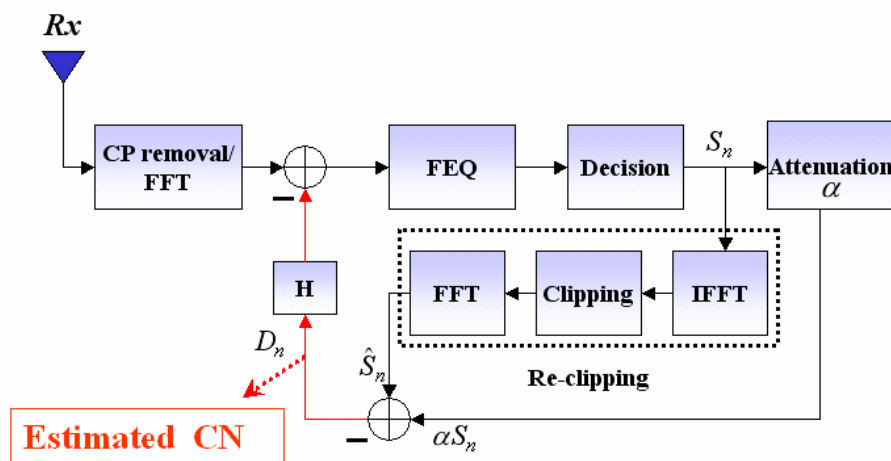


圖 3.3.1 應用於傳送端 Clipping 之 CNEC 流程圖

同樣的，CNEC 亦可以利用與 DAR 相同的分析方法來說明其運作機制。沿用與 DAR 分析中相同的符號，假定傳送一符元 P，而其時域訊號僅在時間 m 遭受 Clipping，經過 FFT 之後的頻域信號中的某個 tone l 可以表示為：

$$\begin{aligned}
 Y_{l,p}^c &= \sum_n (x_{n,p} + \Delta x_p \delta_{n-m}) \exp(-jlnw), \quad w = \frac{2\pi}{N} \\
 &= Y_{l,p} + \Delta x_p \exp(-jlmw) \\
 &= Y_{l,p} + \Delta Y_p
 \end{aligned} \tag{3.3.1}$$

我們假設只有第 l 個 tone 因遭受 CN 影響而將 $Y_{l,P}^c$ 錯誤地決策為 $Y_{l,P'}$ ，而 E 則是決策錯誤所產生的分量。接著，決策後的 $Y_{l,P'}$ 被送進 IFFT 得到 $x_{m,P'}$ (圖 3.3.2)：

$$\begin{aligned}
 x_{m,P'} &= \frac{1}{N} \sum_k Y_{k,P'} \exp(jkwm), \quad w = \frac{2\pi}{N} \\
 &= \frac{1}{N} \sum_k (Y_{k,P} + E\delta_{k-l}) \exp(jkwm) \\
 &= x_{m,P} + \frac{1}{N} E \exp(jlwm) \\
 &= x_{m,P} + e_m
 \end{aligned}
 \tag{3.3.2}$$

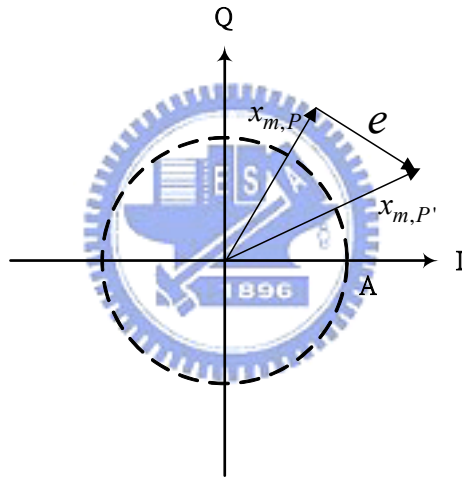


圖 3.3.2 錯誤決策產生之錯誤分量在時域上之表示

其中， $x_{m,P}$ 是 P 在時間點 m 的值。 $x_{m,P'}$ 則是包含了 $x_{m,P}$ 以及錯誤分量在時域上的值 e 。接著我們令

$$x_{m,P} = X \exp(j\theta), \quad x_{m,P'} = X' \exp(j\theta') \tag{3.3.3}$$

經過接收端複製 Clipping 的動作後(以 A 為 Clipping Threshold)，我們可以得到 $x_{m,P}$ 與 $x_{m,P'}$ 被切掉的部分在時域上的數學表示：

$$\Delta x_{m,P} = (X - A) \exp(j\theta), \quad \Delta x_{m,P'} = (X' - A) \exp(j\theta') \tag{3.3.4}$$

且兩者之差為：

$$\begin{aligned}
 \Delta x_{p'} - \Delta x_p &= (X - A) \exp(j\theta) - (X' - A) \exp(j\theta') \\
 &= \underbrace{X \exp(j\theta) - X' \exp(j\theta')}_{-e} + \underbrace{A [\exp(j\theta') - \exp(j\theta)]}_{\Delta e} \quad (3.3.5) \\
 &= -e + \Delta e
 \end{aligned}$$

現在我們便可在將 Clipping 後之 $x_{m,P}$ 轉換至頻域中，表示為 $Y_{l,P}^c$ ：

$$\begin{aligned}
 Y_{l,P}^c &= \sum_n (x_{n,P'} + \Delta x_p \delta_{n-m}) \exp(jlwn) \\
 &= \sum_n [x_{n,P'} + (\Delta x_p - e + \Delta e) \delta_{n-m}] \exp(-jlwn) \quad (3.3.6) \\
 &= \underbrace{Y_{l,P'} + \Delta Y_p - E + \Delta E}_{Y_{l,P}^c}
 \end{aligned}$$

$Y_{l,P}^c$ 的物理意義是決策錯誤的 tone 經過 Clipping 後的頻域訊號。接著，在頻域中估計 CN (圖 3.3.3)。我們最主要的目的是證明，即使有錯誤決策發生的時候，經由 CNEC 演算法所複製出的 CN 與沒有發生決策錯誤所複製的 CN 有相當的相關性。而因為 E 與 ΔE 之間有高度相關性(原因可由圖 3.3.4 得知)，或者說他們在空間上的方向會具有相似性。所以在執行第一次 CNEC 的演算法後，扣掉在接收端所估計出的 CN 會讓原本決策錯誤的 tone 往正確的決策點前進。

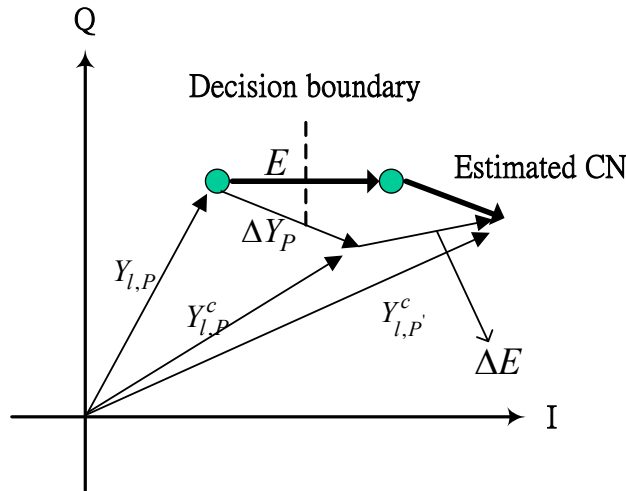


圖 3.3.3 CNEC 中經由決策錯誤的 tone 所估計的 CN

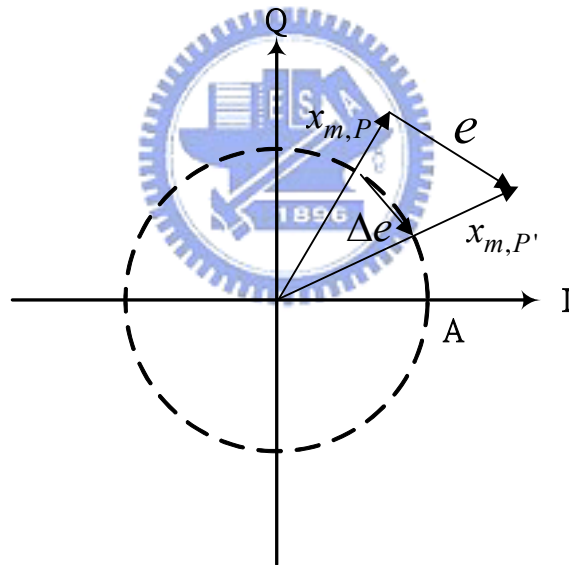


圖 3.3.4 CNEC 中 E 與 ΔE 具有相關性之原因

從以上討論得知，CNEC 的精神是利用再次的 Clipping 來複製 CN，並且將其從接收訊號中扣除。而對於決策錯誤的訊號我們也利用上述推導，說明即使在決策不正確時，所估計出來的 CN 跟決策正確時所估計出的 CN 有著極高的相關性。而跟 DAR 最大不同之處在於，CNEC 考慮了星狀圖的因素，使得每一次的遞迴不會使得訊號星狀圖改變，最主要是因為

在 CNEC 中，我們所估計的 CN 是一個隨機的雜訊。這也說明了 CNEC 的補償效果會優於 DAR，尤其在 CR 值較低的時候此現象會愈加明顯。此外，在複製 CN 時必須要特別注意重製的環境必須與先前 Clipping 的環境相同，如此所複製出的 CN 才會是我們所需要的，也才能夠真正達到扣除 CN 之目的。



第四章 MIMO-OFDM 系統中 Clipping Noise 之消除

之前在第三章我們介紹單天線情況下，DAR 與 CNEC 的技術與相關比較。然而隨著多天線的發展，許多存在於單天線系統的問題仍然延續到多天線上，甚至有可能因為增加了天線數目，使得複雜度變高或是效果變差。延伸到多天線的環境，由於天線間的互相干擾，DAR 與 CNEC 需要做一些相對應的調整，以符合多天線系統的需求。在本章前面會先介紹如何修改 DAR 與 CNEC 的架構以配合 MIMO-OFDM 系統，之後會介紹另一個在傳送端降低 PAPR 的方法，也就是 Selective Mapping(SLM)[1]。除此之外，也提出如何在多天線的環境下，在接收端估測 Clipping Ratio。

4.1 結合 V-BLAST 與 DAR/CNEC

在傳送端的設計，我們以 802.11n 中的直接對應 MIMO OFDM 為例子 [9]，如圖 4.1.1。在傳送端各個天線分別作 clipping，每根天線彼此獨立，可依據各天線的狀況採用不同的 Clipping Threshold。要注意一點是在這邊我們並沒有加入編碼，單純是以基本的傳輸模式為主，在後面我們會討論加入迴旋碼器(Convolution Encoder)之後，整個系統的架構與流程。

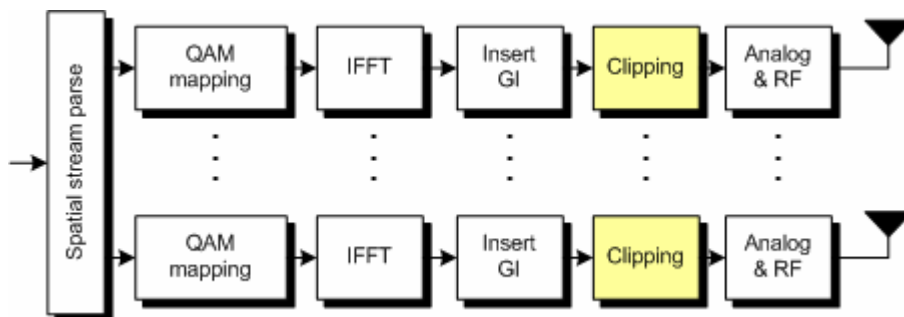


圖 4.1.1 MIMO OFDM 傳送端採用 Clipping

4.1.1 結合 V-BLAST 與 DAR

在接收端，DAR 搭配 V-BLAST 設計如圖 4.1.2。接收到的訊號移除循環前置(Cyclic Prefix)後，在每根天線做 N_c 點的快速傅立葉轉換，之後利用 V-BLAST 的訊號偵測技術，將各天線的訊號解出。從 2.1.3 的推導中得知，接收到的 MIMO OFDM 訊號在頻域可以表示成 $\mathbf{x}_k(i) = \mathbf{H}(i)\mathbf{s}_k(i) + \mathbf{w}_k(i)$ ，其中 k 代表第 k 個 OFDM 符元， i 代表此符元的第 i 個子載波。因此我們可以針對每個子載波做 V-BLAST 訊號偵測，也就是說如果有 N_c 個子載波，那麼我們就需要做 N_c 次的 V-BLAST 才能將所有天線在每個 Tone 上的訊號偵測出來。回憶在 3.1 中介紹的 V-BLAST 偵測技術，將接收到的向量乘上 MMSE 矩陣後，可以得到各天線的 Soft Value，將 Soft Value 經過決策可以得到 Hard Decision Value。我們將這兩組資料輸出且經過反傅立葉轉換得到時域訊號，分別對應圖 3.2.2 的 \hat{y}_k 與 \hat{x}_k 。

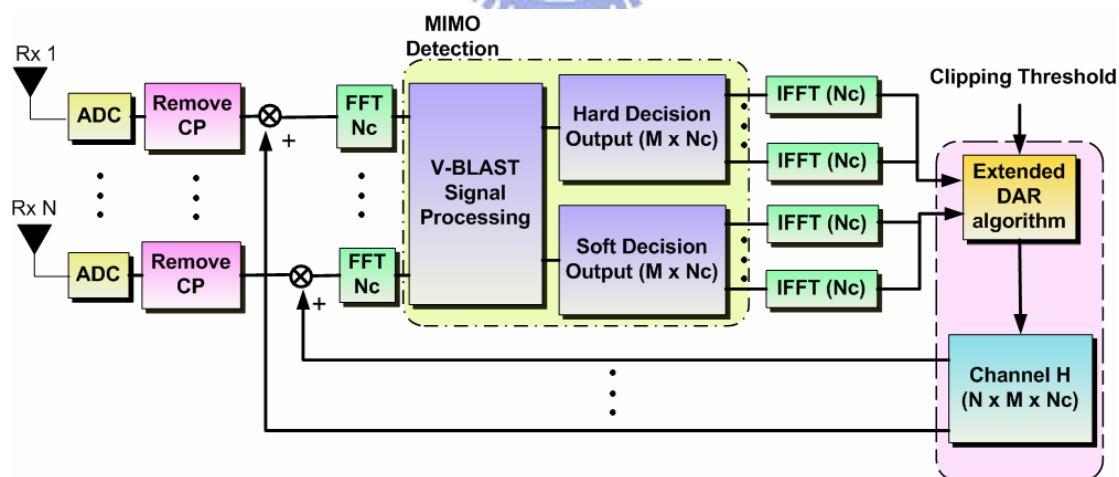


圖 4.1.2 V-BLAST 結合 DAR 架構圖

在 MIMO 架構下，比較時域訊號振幅的方法需要有一些改變，我們稱之為 Extended DAR Algorithm，如表 4.1.1。我們知道 DAR 的主要概念是要利用經過決策(Decision)後的訊號補償在傳送端被 Clipping 的訊號，因此

我們比較 Hard Decision Value 與 Clipping Threshold 的振幅大小。若是 Hard Value 高於 Clipping Threshold，則把 Hard Value 與 Soft Value 的差值 (Difference) 儲存起來，乘上通道補償到接收向量；若是 Hard Value 振幅小於 Clipping Threshold 就設為零，便不會影響到原始訊號，如此一來就等同於單天線系統下的 DAR 演算法。

```

x = Hard Decision(M × Nc)
y = Soft Decision(M × Nc)
diff = zeros(M, Nc)
for i = 1: M
    for j = 1: Nc
        if x(i, j) > clipping_threshold
            diff(i, j) = x(i, j) - y(i, j);
        end
    end
end
DAR_out = diff;

```

表 4.1.1 Extended DAR 演算法

4.1.2 結合 V-BLAST 與 CNEC

如圖 4.1.3 所示，把 V-BLAST 偵測過的天線訊號送入 CNEC 方塊內，而 CNEC 方塊的功用如圖 4.1.4。結合 V-BLAST 與 CNEC 的方法較為直觀，首先利用 V-BLAST 將各天線間的干擾消除，之後便等效於單天線的 CNEC 演算法。在 3.3 節的推導中，我們了解到 CNEC 是在接收端重新複製 Clipping Noise，並把 Clipping Noise 從接收到的訊號中扣除。在 CNEC 演算法裡面，由於考慮到星狀圖的因素，所以每次遞迴的時候其訊

號的星狀圖並不會改變，因此效果會比 DAR 來的好，在 MIMO 架構下此效應更加明顯，我們可以從第五章的效能模擬圖可以看出明顯的差異。

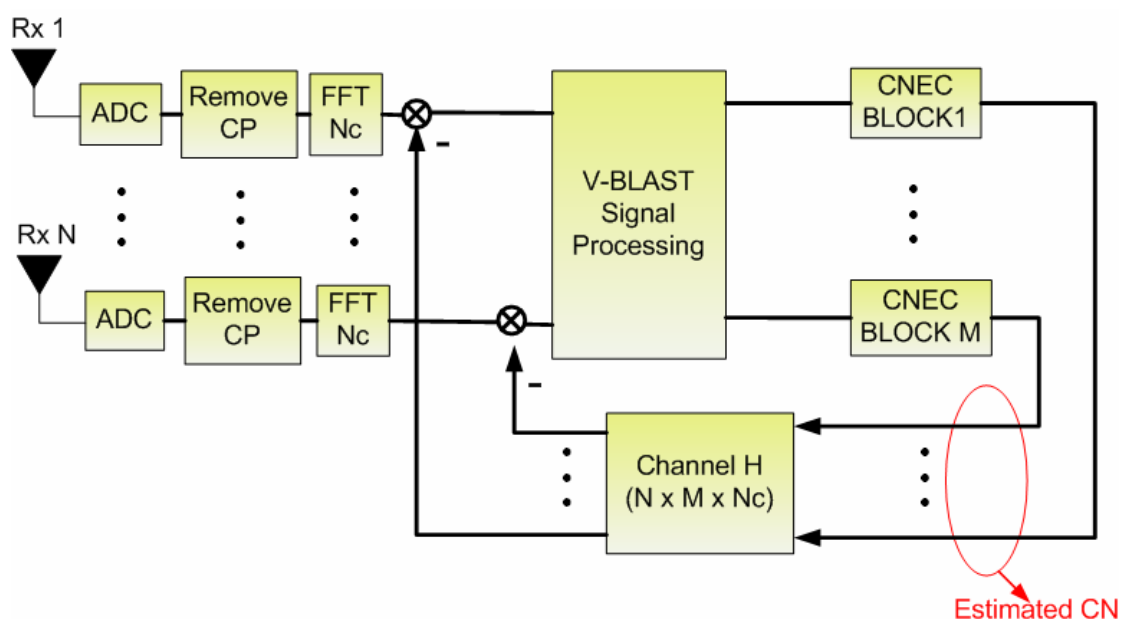


圖 4.1.3 V-BLAST 結合 CNEC 架構圖

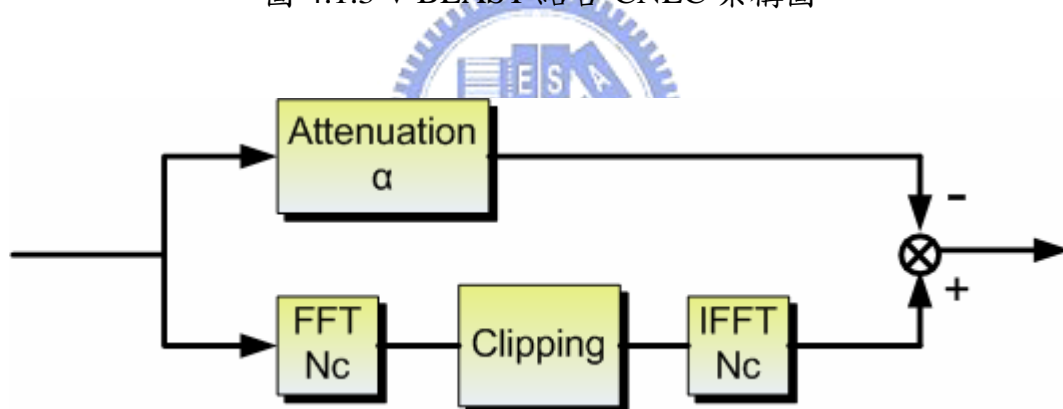


圖 4.1.4 CNEC 方塊圖

4.2 Selective Mapping

選擇性對應(Selective Mapping)最早是由 R.W.Baumi 等人在 1996 年提出的方法[1]。其觀念非常簡單，方法如圖 4.2.1。首先要產生 U 組統計上獨立且帶有相同資訊的 OFDM 序列，在這些序列中選取 PAPR 最小的序列來傳送。而這 U 個統計上獨立序列的產生方式是把 U 組 OFDM 訊號乘上 U 個長度為 N_c 的隨機序列，也就是圖 4.2.1 中的 \mathbf{b}_n ，其中 N_c 為 OFDM 子

載波數目。這些隨機序列的產生有很多方式，例如 Walsh Sequence 或 Random Sequence。在這邊我們採用隨機序列(Random Sequence)的方式來產生，此隨機序列必須從 $\{\pm 1, \pm j\}$ 中隨機選出，目的是為了使被乘上的 OFDM 訊號只有相位的平移，其大小可以維持不變。在實作上，單純的相位平移也不需用到乘法，可以節省乘法器。

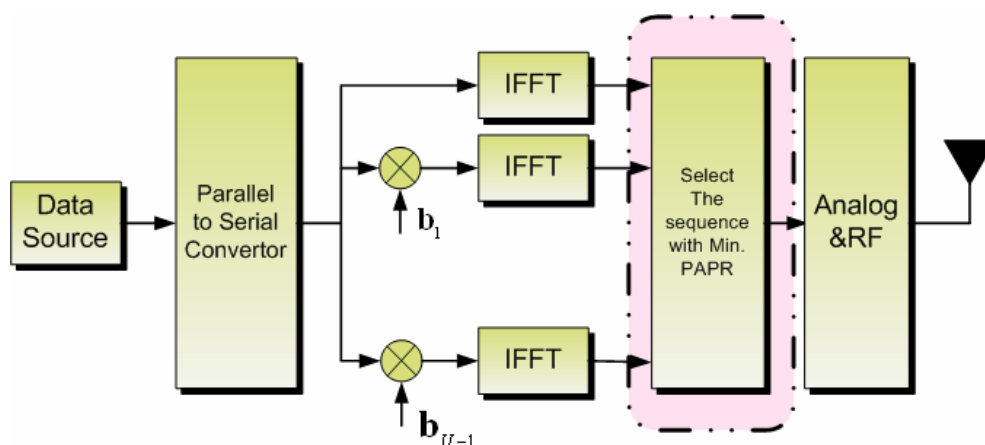


圖 4.2.1 選擇性對應(SLM)系統架構圖

由於傳送端乘上了相位的偏移，因此在接收端必需要能知道當初乘上的序列是那一組，才可以在接收端將資料還原。於是傳送端必需傳送附加消息(Side Information)來告知接收端，由於此附加消息相當重要，一旦發生錯誤則整個 OFDM 符元就無法解回來，通常我們會將此附加消息經由編碼保護，確保附加消息正確無誤。

之前介紹的環境是在沒有 Clipping 下所討論的，然而經由模擬結果發現，擁有最小 PAPR 的序列經過 Clipping 之後，在接收端解回資料時並不一定就擁有最小的符元錯誤率(Symbol Error Rate)。我們知道 Clipping Noise 會直接影響到訊號的偏移，使得符元錯誤率提升，於是我們想到另一個選擇的方法，就是選取最小 Clipping Noise 的序列[16]。Clipping Noise Power 的定義如下：

$$P_{Clip} = \frac{1}{N} \sum_{|S(n)| > T_h} (|S(n)| - T_h)^2 \quad n = 0, 1, \dots, N_c - 1 \quad (4.2.1)$$

其中， $S(n)$ 代表 OFDM 符元在時域的訊號， T_h 則為 Clipping Threshold。經由計算 U 組序列的 Clipping Noise 功率，我們選取擁有最小 Clipping Noise 的序列來傳送，如圖 4.2.2 所示。表 4.2.1 是模擬傳送 64 QAM, $U=4$, 1000 個 OFDM 符元下，在不同 Clipping Ratio 中選取最小 PAPR 與最小 Clipping Noise 在接收端產生的符元錯誤率。其中 Diff Num 欄位代表在這一千個 OFDM 符元中，最小 PAPR 與最小 Clipping Noise 是不同序列的數目。從表中可以觀察到，當 Clipping Ratio 為 4 之後，選取最小 Clipping Noise 的序列所造成的符元錯誤率明顯比選取最小 PAPR 所造成的錯誤率低很多。因此，在本系統的傳送端加入了此種 SLM 技術，搭配接收端的 DAR/CNEC 來提高系統效能。

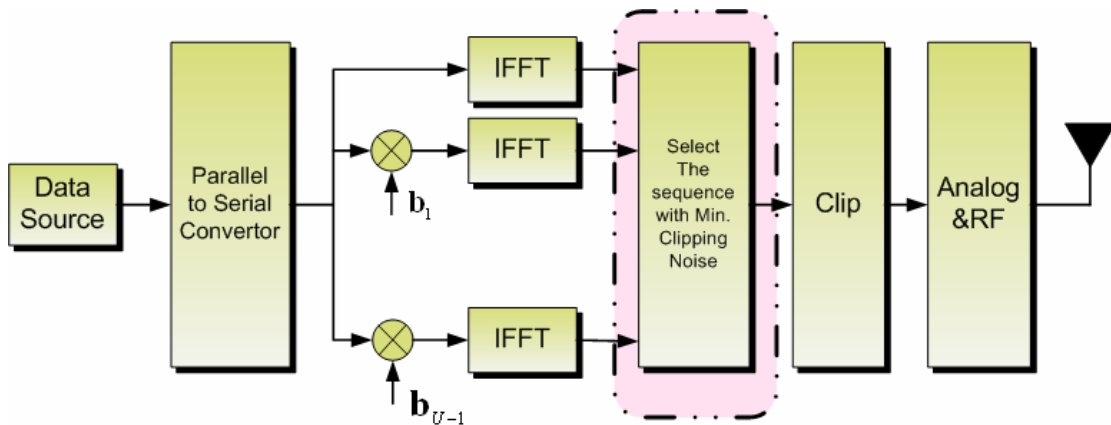


圖 4.2.2 選擇最小 Clipping Noise 系統架構圖

CR (dB)	1	2	3	4	5	6
Diff Num	599	544	534	530	465	438
SER/Mini. PAPR	0.5956	0.3983	0.1670	0.0252	1.25e-004	0
SER/Mini. Clipping Power	0.5737	0.3681	0.1334	0.0093	0	0

表 4.2.1 選取最小 PAPR 與最小 Clipping Power 造成的符元錯誤率

4.3 Clipping Ratio 估計

從以上的討論，可以發現不論是在接收端進行 DAR 或 CNEC，都需要知道 CR 這個參數或是 α 。然而，在接收端這些資訊可能是未知的。因此，我們必須試著從有限的資訊來估計此參數。這裡我們提出一個可以精確估計 CR 的方法。此方法包含兩種模式，一個是利用 802.11n 的 Preamble 來估計 CR，也就是 Pilot Symbol System；另一個是在傳輸資料時，利用準確性高的資料以及穿插在資料間的 Pilot Tones 來做 CR 的修正，我們稱之為 Decision-directed System，接下來會對此兩種系統做詳細介紹。

4.3.1 Pilot Symbol System

此法主要之概念為事先推導 CN 與傳送訊號本身的功率比值，然後在接收端將這些理論值建表。這些表為一對一的函數，亦即一個 CR 值可以對應到一個 CNSR(Clipping Noise to Signal Power Ratio)。藉此，我們便可以計算接收訊號的 CNSR，然後對照此表以求得相對的 CR 值。先暫時不考慮通道雜訊的影響，根據 3.2.2，遭受 Clipping 的訊號可表示為：

$$\hat{S} = \alpha S + D \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (4.3.1)$$

而其 Clipping 前後的功率關係則是可表示為：

$$P_{after} = \left(1 - e^{-\gamma^2}\right) P_{before} \quad (4.3.2)$$

根據(4.3.1)與(4.3.2)，我們就可以推導出 CNSR 的理論值。由 2.3 節介紹的 802.11n Preamble 格式，其 HT-LTF 是使用 Tone Interleaving 的方式，也就是說在頻域上接收到的訊號可以看成單天線接收到的訊號。於是，接收到的訊號可記為：

$$Y = H\hat{S} = H(\alpha S + D) \quad (4.3.3)$$

所以，接收到的訊號功率為：

$$P_Y = H^2 \alpha^2 P_S + H^2 P_D \quad (4.3.4)$$

又根據(4.3.2)，經過通道後的訊號亦可寫為：

$$P_{received} = H^2 \left(1 - e^{-\gamma^2}\right) P_{before} \quad (4.3.5)$$

透過(4.3.4)與(4.3.5)我們便可以得到關係式(4.3.6)，亦即我們用以建表的 CNSR 理論值：

$$\frac{P_D}{P_S} = 1 - e^{-\gamma^2} - \alpha^2 \quad (4.3.6)$$

我們知道在估計通道時，採用的 HT-LTF 是使用頻率交錯的方式，也就是說可以仿照單天線的 LS 演算法直接估計通道響應。由(4.3.3)可以發現，我們利用 LS 估算出來的通道響應已經不是單純的 H ，而是 αH 。改寫(4.3.3)如下：

$$HD = Y - \alpha HS \quad (4.3.7)$$

在上式中，由於我們無法得知 H ，所以我們無法在接收端量得 P_D 的值，進而造成無法使用(4.3.6)來求得 CR。為了解決這個問題，我們定義一個新

的參數 β 如下：

$$\beta \triangleq \frac{HD}{(\alpha H)} = \frac{D}{\alpha} = \frac{Y - \alpha HS}{(\alpha H)} \quad (4.3.8)$$

換句話說，在無法求得 P_D 的情況下，我們退而求其次的求出 β 。它代表著一個被衰減後的 D 。與實際的 D 相差了一個常數 α 。所以， β 的功率與 D 的功率之間的關係可以寫成(4.3.9)。

$$P_D = \alpha^2 \sigma_\beta^2 \quad (4.3.9)$$

我們可以得到的是 σ_β^2 而非 P_D ，所以我們將(4.3.9)代入(4.3.6)中，以建立一個較符合實際情況的 CNSR：

$$\frac{\sigma_\beta^2}{P_S} = \frac{1 - e^{-\gamma^2} - \alpha^2}{\alpha^2} \quad (4.3.10)$$

由於在 802.11n 的 Preamble HT-LTF 中， P_S 大小皆為 1，所以上式可以直接簡化為：

$$\sigma_\beta^2 = \frac{1 - e^{-\gamma^2} - \alpha^2}{\alpha^2} \quad (4.3.11)$$

於是我們藉由查表方式，找出 σ_β^2 與 γ 的關係，再由 γ 可以推導出 α ，供給 DAR 或 CNEC 使用。

4.3.2 Decision-directed System

在 Pilot Symbol 系統估計 CR 的好處在於它可以使用 HT-LTF 的頻率交錯特性，依照單天線方式估計通道，而不會受到其他天線的干擾。然而若是我們想在資料傳輸過程中估計 CR 的話，就必須使用 Decision-directed 系統，藉由穿插在資料間的 Pilot Tones 以及正確性較高的資料來估計 CR。在這邊我們定義所謂正確性較高的資料，也就是我們選取經過通道響應值

較大的資料，至於通道響應值要多大則看模擬之後的系統效能來決定。然後把這些正確性較高的資料做決策，來當作估計 CR 的資訊。在 Decision-directed 系統中，接收到的訊號已經不再是單純的(4.3.3)，而是(4.3.12)：

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\tilde{\mathbf{S}} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{12} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{s}_1 \\ \tilde{s}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{12} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha s_1 + D_1 \\ \alpha s_2 + D_2 \end{bmatrix} \quad (4.3.12)$$

藉由 V-BLAST 的決策以及穿插在資料間的 Pilot Tones，我們可以得到 S_1 與 S_2 。改寫 (4.3.12) 可以得到(4.3.13)：

$$\mathbf{H} \begin{bmatrix} D_1 \\ D_2 \end{bmatrix} = \mathbf{Y} - \alpha \mathbf{H} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} \quad (4.3.13)$$

於是，類似 Pilot System 的推導，我們將上式除以估計出來的通道 $\alpha \mathbf{H}$ ，便可以獲得我們想要的 β ：

$$\begin{bmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \end{bmatrix} = (\mathbf{H}\mathbf{D})(\alpha \mathbf{H})^{-1} \quad (4.3.14)$$

此時， σ_β^2 與 γ 的關係依然可以比照(4.3.11)查表得到，再由 γ 可以推導出 α ，如此便可以修正或是追蹤之前估計出來的 CR。

第五章 模擬結果

5.1 通道模型與訊雜比

在以下的模擬中，我們採用多重路徑通道衰落模型。訊號在無線區域網路的傳送端發送，經由不同的反射物到達接收端，由於傳播路徑不同，到達接收端的時間與訊號強度也會不同。因此在接收端會收到來自不同反射物的衰減訊號，我們定義不同路徑的方根延遲擴展(Root Mean Square Delay Spread, T_{RMS})。在我們的通道模型中，假設不同天線之間的通道沒有關聯性，且每一個通道的路徑數目為 5，平均振幅隨著延遲的增加而成為一個指數衰減(Exponential Decay)。假設由傳送天線 j 到達接收天線 i 的通道為 h_{ij} ，是一個複數變數，並且實數與虛數部分是由平均值為 0 且變異數為 $\sigma_{ij}^2/2$ 的高斯隨機變數所產生。也就是每一個通道的振幅為 Rayleigh Distribution，相位為 Uniform Distribution 的隨機變數。我們設定 T_s 為 50ns 且 T_{RMS} 為 150ns，我們定義其數學表示如下：

$$\begin{aligned} h_{ij} &= N(0, \frac{1}{2}\sigma_{ij}^2) + j \cdot N(0, \frac{1}{2}\sigma_{ij}^2) \\ \sigma_{ij}^2 &= \sigma_0^2 \cdot \exp(-kT_s / T_{RMS}) \\ \sigma_0^2 &= 1 - \exp(-T_s / T_{RMS}) \end{aligned} \quad (5.1.1)$$

下圖為每個通道路徑的平均功率圖：

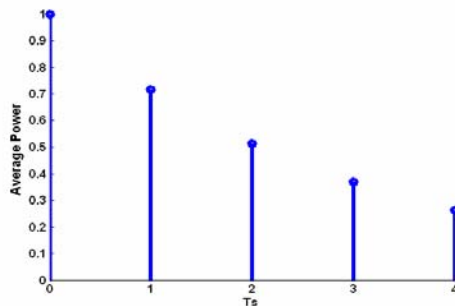


圖 5.1.1 多路徑衰減通道的平均功率圖

另外在每根接收天線上，我們採用通過通道後的訊號平均功率與在這些訊號上的雜訊平均功率比值(dB)作為 SNR 的定義，而錯誤率則是以符元為單位的符元錯誤率(Symbol Error Rate)。

5.2 結合 V-BLAST 與 DAR/CNEC 模擬結果

圖 5.2.1 是對於傳送端之 Clipping 比較不同的 CR 值對系統的影響程度。在傳送與接收天線皆為 2 的情況下，在接收端只靠 V-BLAST 消除天線間的干擾，因此隨著 CR 值越低，代表遭受 Clipping 的訊號越多，CN 也會跟著增加，所以系統的 SER 會更差。另外，我們可以從圖觀察，隨著 SNR 的提高，符元錯誤率並不會隨著下降，而會產生 Error Floor，主要是因為此時系統的效能是被 CN 所控制，所以即使外加雜訊減低，但是 CN 還是一樣存在。

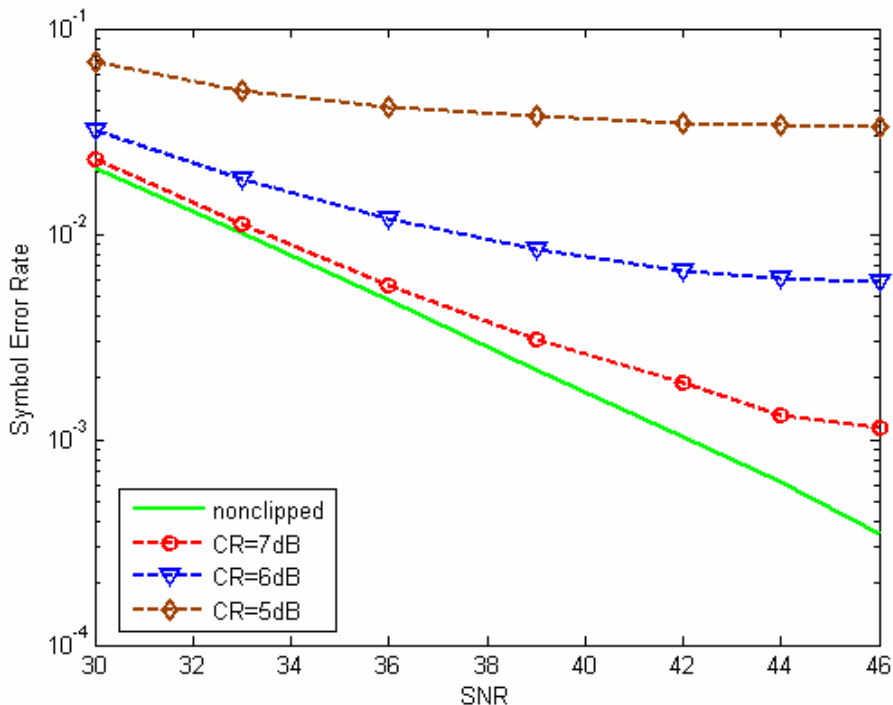


圖 5.2.1 傳送端在不同 CR 中所產生的 CN 對於系統的影響
(Tx=2, Rx=2, 64-QAM, Multi-path Fading Channel)

圖 5.2.2 與圖 5.2.3 分別為 V-BLAST 結合 DAR 與 CNEC 對於降低傳送端因 Clipping 產生 CN 的效果。我們可以發現，V-BLAST 結合 DAR 在 CR=6dB 時，幾乎可以完全消除 CN，並且貼近沒有 Clipping 的效能，但是當 CR=5dB 的時候，由於 CN 太大再加上天線間的干擾，利用 DAR 做決策的補償方式已經無法有效的克制 CN。此時，我們觀察 CNEC 的表現狀況，其在 CR=5dB 的時候，距離沒有 Clipping 的效能還是相當近。我們可由圖 5.2.4 看出在 CR=5dB 時，兩種方法在降低 CN 的效能比較，與之前我們在第三章討論 DAR 與 CNEC 所預測的結果是符合的。

另外，結合多天線的系統，當天線數目變化時，對於 DAR/CNEC 的效果也會有影響。我們知道當天線數目增加時，不同天線之間的干擾也會隨著增加，從圖 5.2.5 與圖 5.2.6 可以發現，當天線數目由 2 增加到 4 時，SER 會隨著上升。

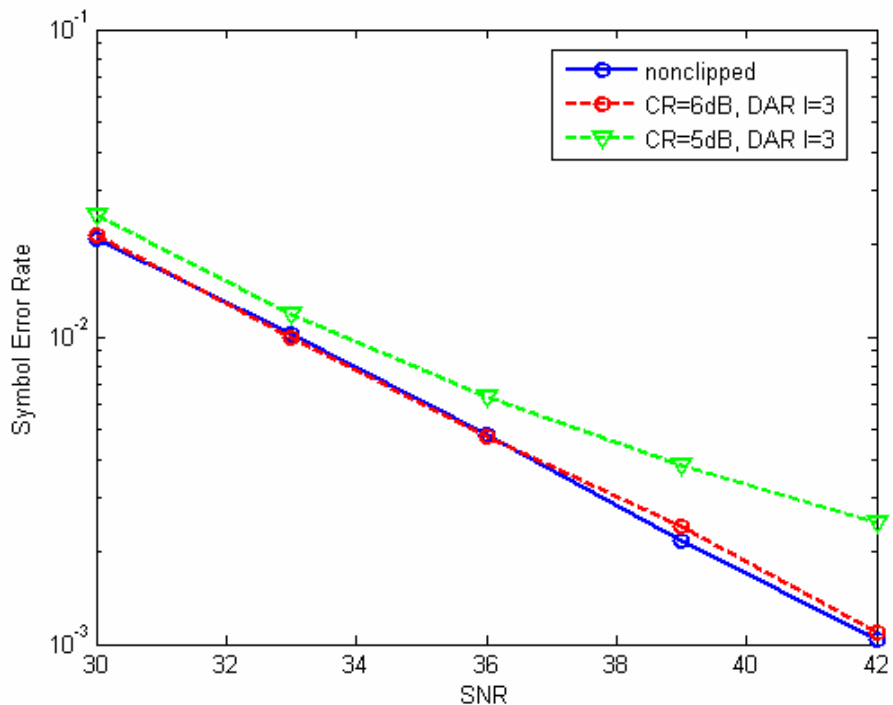


圖 5.2.2 結合 V-BLAST 與 DAR 在不同 CR 下對系統效能的影響 (Tx=2, Rx=2, DAR Iteration=3, 64-QAM, Multi-path Fading Channel)

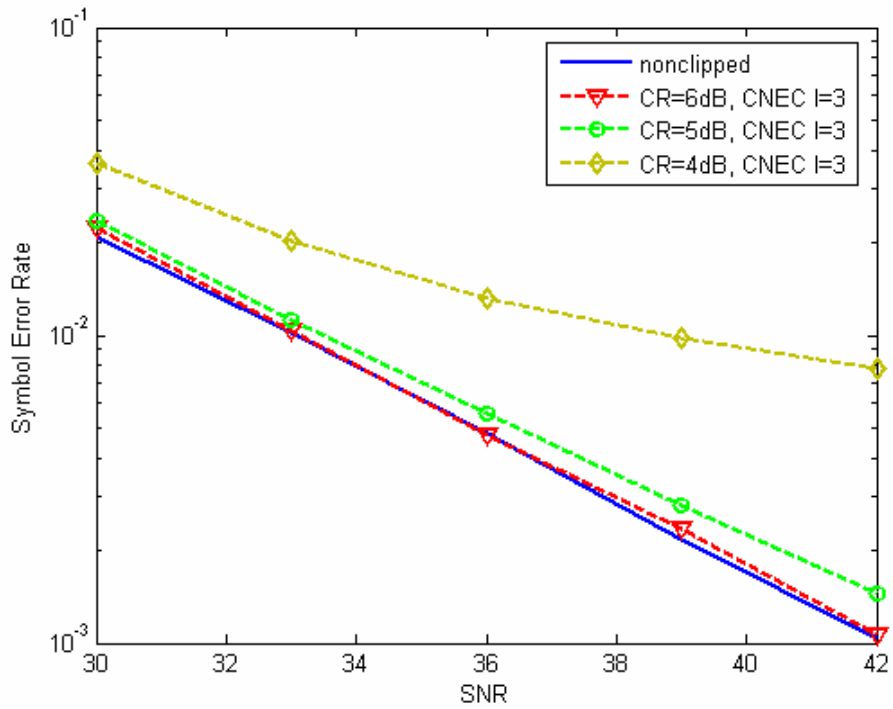


圖 5.2.3 結合 V-BLAST 與 CNEC 在不同 CR 下對系統效能的影響
(Tx=2, Rx=2, CNEC Iteration=3, 64-QAM, Multi-path Fading Channel)

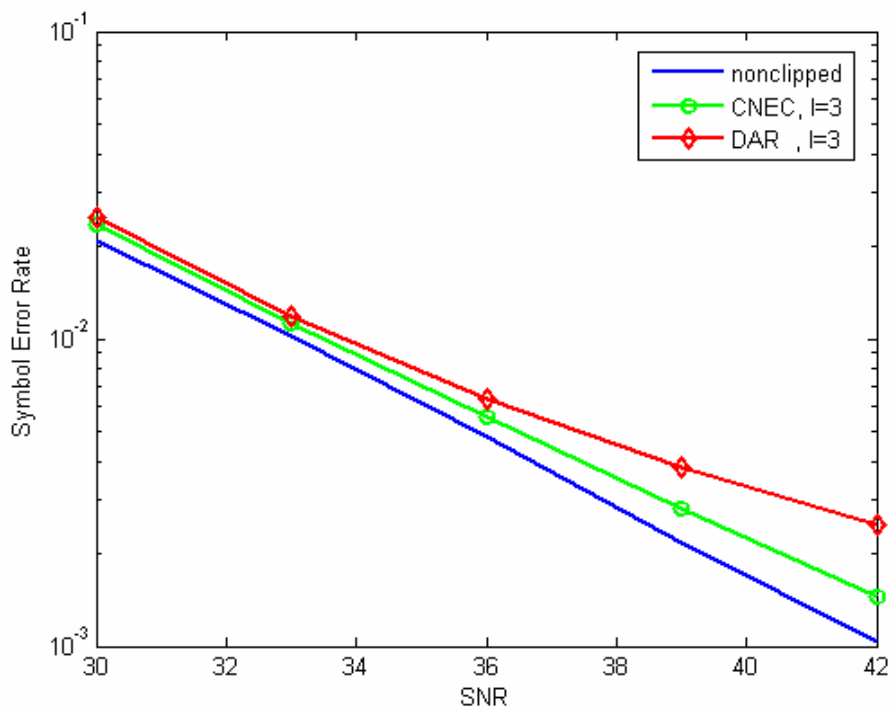


圖 5.2.4 在 CR=5dB 情況下 V-BLAST 結合 DAR/CNEC 的效能比較圖
(Tx=2, Rx=2, 64-QAM, Multi-path Fading Channel)

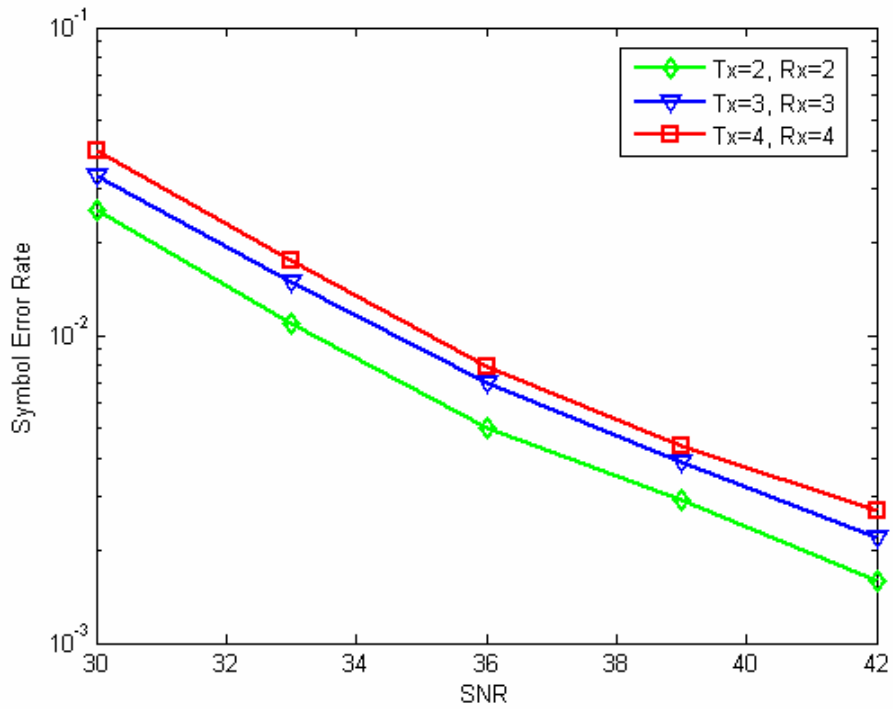


圖 5.2.5 結合 V-BLAT 與 DAR 在不同天線數目下對系統效能的影響
(DAR Iteration=3, 64-QAM, CR=6dB, Multi-path Fading Channel)

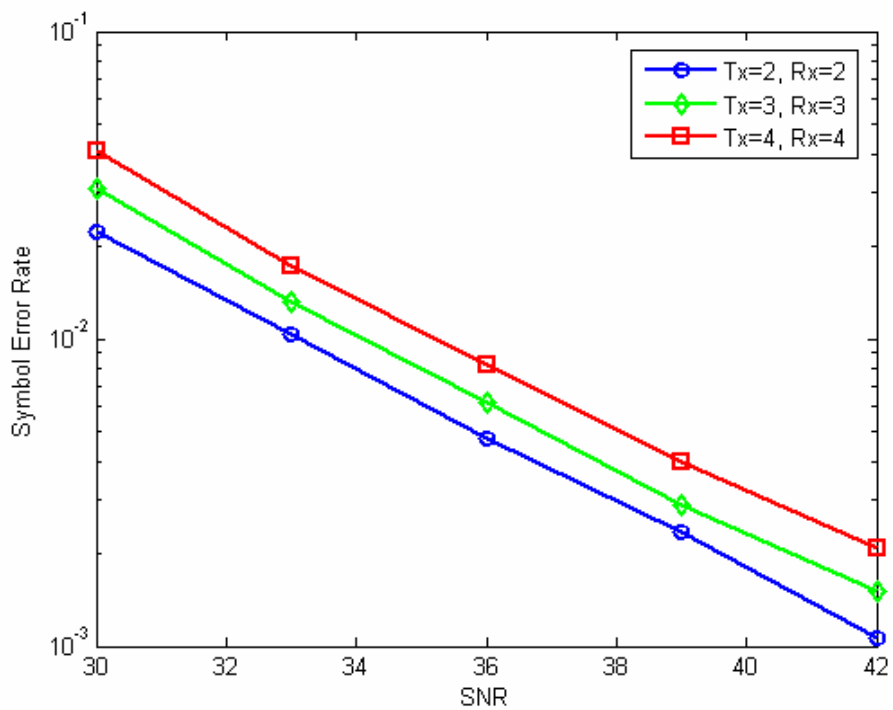


圖 5.2.6 結合 V-BLAT 與 CNEC 在不同天線數目下對系統效能的影響
(CNEC Iteration=3, 64-QAM, CR=6dB, Multi-path Fading Channel)

5.3 傳送端搭配 Selective Mapping 模擬結果

藉由傳送端搭配 SLM，可以在傳送端壓抑訊號在時域的振幅。然而訊號的 PAPR 低並不代表其 Clip 的 Power 比較低。在 4.3 節的討論中，我們發現經由 Clipping，選擇最小 Clipping Power 的序列遠比選擇最小 PAPR 的序列在接收端產生的錯誤率來的低，主要原因是 Clip 掉的訊號能量會直接貢獻到 CN 上面。CN 是主宰接收端 SER 的主要因素，因此若我們想要提升系統的效能，那麼選擇最小 Clipping Power 的序列會是比较好的選擇。圖 5.3.1 是模擬在單天線環境下，採用最小 PAPR 與最小 Clipping Power 的 SER。我們可以發現，隨著 SNR 的增加，兩種方法的差異會越來越大，主要是因為最小 Clipping Power 的 CN 會比最小 PAPR 的 CN 來的小，因此當系統由 CN 開始主宰的時候(In high SNR)，兩種方法的差異會更明顯。

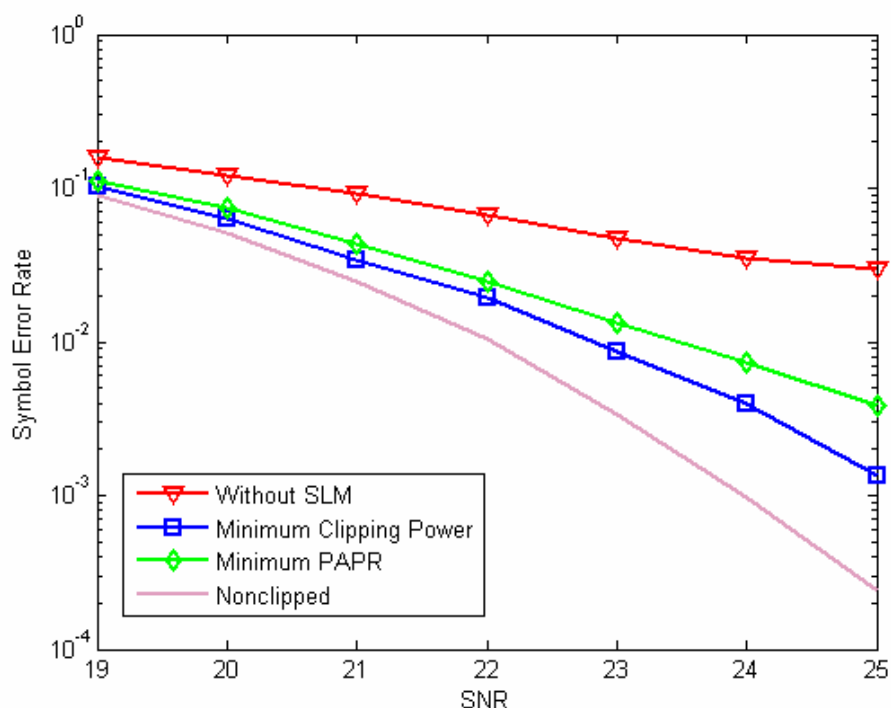


圖 5.3.1 SLM 採用最小 PAPR 與最小 Clipping Power 之效能比較圖
(SISO, CR=5dB, $U=4$, 64-QAM, AWGN)

圖 5.3.2 是在傳送端採用 SLM(Clip Power Low)，並且在接收端使用 V-BLAST 搭配 DAR。我們可比較此圖與圖 5.2.2，在沒有加入 SLM 之前，V-BLAST 結合 DAR 在 CR=5dB 的時候已經遠離沒有 Clipping 的效能；然而在加入 SLM 之後，發現其效能在 CR=5dB 時還可以很趨近沒有 Clipping 的效能。由此可知，在傳送端加入 SLM(Clip Power Low)可以提升系統效能，使傳送端可以切的更低。

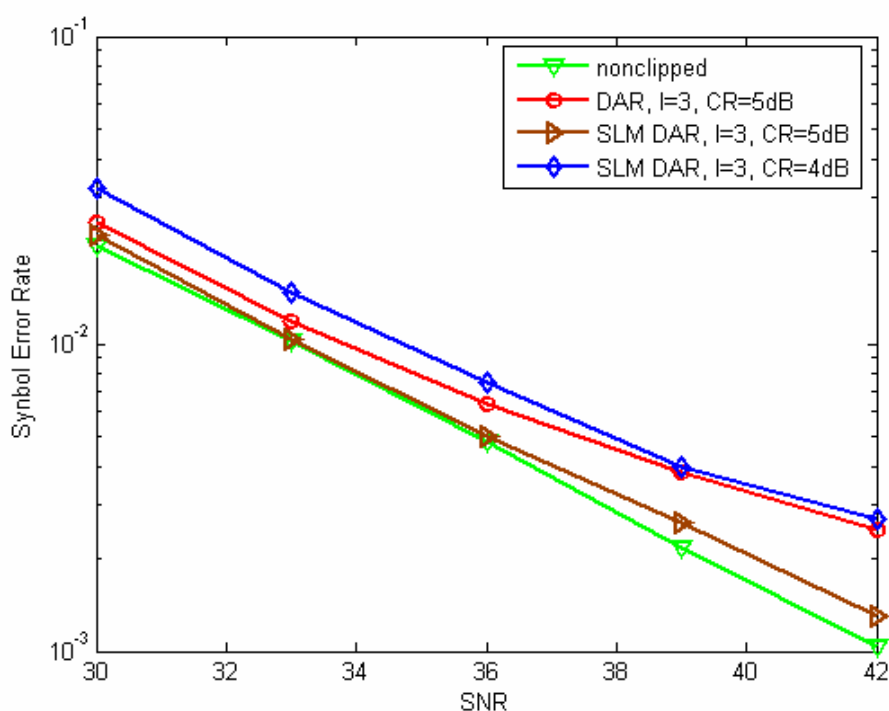


圖 5.3.2 在傳送端搭配 SLM，接收端結合 V-BLAST 與 DAR 的效能圖
(Tx=2, Rx=2, U=4, 64-QAM, Multi-path Fading Channel)

5.4 通道與 CR 估測

在這邊我們以 TGn Sync 所提出的 802.11n 系統為架構，採用其設定的 Preamble 格式，並以 Least Square(LS)的方式作通道估測。我們可以從圖

5.4.1 觀察到，採用單純的 LS 估測通道，其效能會比單天線系統來的差，這是因為在同一個頻率上雖然沒有其他傳送天線的資料干擾(With Tone Interleaving)，但是接收端卻收到其他天線在此頻率上的雜訊。因此當天線數增多，雜訊干擾自然增加，所以用 LS 估測出來的通道會差更多。在 CR 估測方面，從圖可以得知 Pilot Symbol 會比 Decision-directed 估測來的準確，主要是因為 Decision-directed 的方式是採用資料間的 Pilot 與決策出來的資料當作已知，因此若是有決策錯誤的情況，便會使 CR 估的不準。於是，我們可以了解隨著 SNR 提升，Pilot Symbol 與 Decision-directed 的 SER 會逐漸靠近，這是因為決策錯誤的情況變少，使兩者的效能接近。

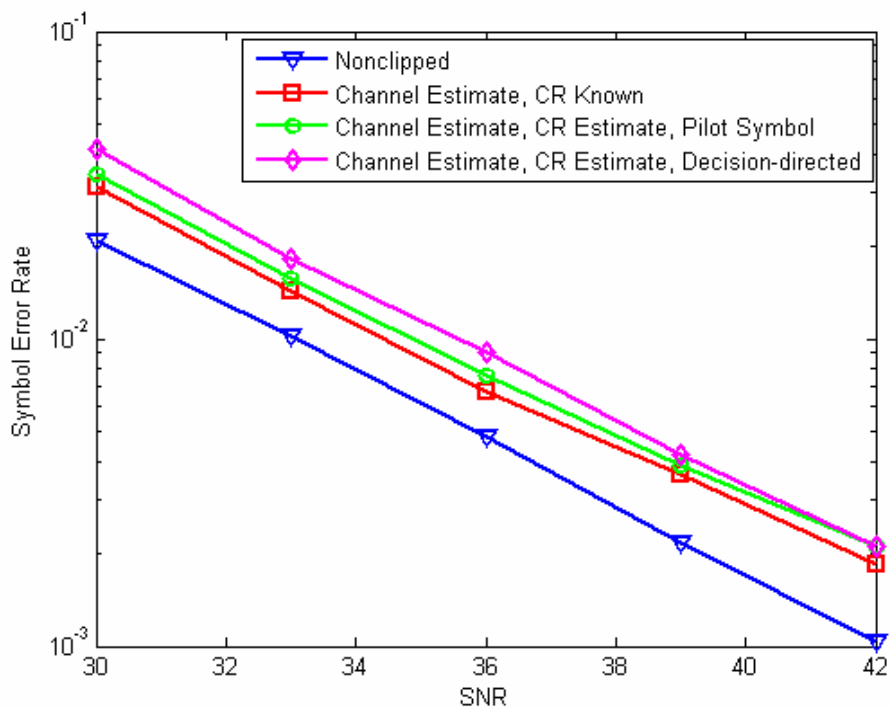


圖 5.4.1 V-BLAST 結合 DAR 使用通道與 CR 估測對系統效能的影響
(Tx=2, Rx=2, CR=6dB, 64-QAM, Multi-path Fading Channel)

第六章 結論

在本論文中，首先介紹 MIMO-OFDM 的技術與架構，並針對下一代高速傳輸規格 IEEE 802.11n 作介紹。之後便針對我們採用的兩個技術加以探討，並且說明如何修改演算法使其可以順利運作在 MIMO-OFDM 的系統。

OFDM 系統本身的高 PAPR 的問題，我們採以限制訊號振幅之方式來解決，而其後果是會引進所謂的 CN。對此，在傳送端我們加入了 SLM 的技術，選擇 Clip Power Low 的訊號當輸出，減少 CN 的影響。至於在接收端，我們利用數學分析的方式了解 DAR 以及 CNEC 這兩個演算法運作的機制以及其優缺點。並且探討在 MIMO-OFDM 環境下，修改 DAR/CNEC 補償 CN 方式的變化。最後我們同時考慮在傳送端作 SLM，且在接收端執行 V-BLAST 結合 CNEC/DAR 的方式，希望降低 CNEC/DAR 可以容忍的最低 CR。經由電腦模擬結果顯示，修改過的 DAR/CNEC 搭配 V-BLAST 仍然可以有效的降低 CN 對系統效能的影響，且在傳送端搭配 SLM 的方式也可以有效的減少接收端的 CN，使傳送端有更多 Clipping 的空間。

最後為了解決當 Clipping 發生於傳送端時，CR 在接收端可能為未知的問題。我們提出利用 CN 以及傳送訊號的功率比值(CNSR)的方式在接收端估計 CR。估計 CR 的方式分為兩種，即 Pilot Symbol 與 Pilot Tone 兩種方式。前者用 IEEE 802.11n 的 Preamble 來估計 CR，由於 Preamble 為已知訊號，所以 CR 可以估計的很準確。後者是用於 CR 的追蹤，利用穿插在資料間的 Pilot 與決策後的資料來估計 CR。模擬結果顯示，此兩種方法都可以估出 CR，只是利用 Pilot Tone 的方式必須在 SNR 較高的環境才會比較準確。

以上討論的架構都是在不考慮編碼的情況下，在接收端作 CN 補償的

方式。然而實際系統是有搭配編碼的架構。在 CNEC 的文獻[5]中有指出，當 CNEC 搭配 IEEE 802.11a/g 的迴旋編碼器，且在接收端使用 Viterbi 解碼的方式，可以使 CR 大幅的下降，甚至到達 CR=0dB。因此未來的目標將朝向更完善的實際系統考量，將所有接收機設計有可能遭遇到的問題一起合併設計，提出更完整的解決辦法，並盡量降低計算複雜度，以提供真正系統建構所需的高效能演算法。



參考文獻

- [1] R.W. Bauml, R.F.H. Fischer, and J.B. Huber, "Reducing the peak-to-average power ratio of multicarrier modulation by selected mapping," *Electron. Lett.*, vol. 32, no. 22, pp. 2056-1257, Oct. 1996.
- [2] Wulich. D, Goldfeld. L., "Reduction of peak factor in orthogonal multicarrier modulation by amplitude limiting and coding," *IEEE Trans. Commu.*, vol. 47, no. 2, pp. 18-21, Jan. 1999.
- [3] Carson. N., Gulliver. T. A., "Performance of OFDM with modified RA codes and clipping," *IEEE Communication Letters*, vol. 7, no. 9, pp. 440-442, Sept. 2003.
- [4] Dukhyun Kim, Gordon L. Stuber, "Clipping noise mitigation for OFDM by decision-aided reconstruction," *IEEE Communication Letters*, vol. 3, no. 1, pp. 4-6, Jan. 1999.
- [5] Hangjun Chen, Alexander M. Haimovich, "Iterative estimation and cancellation of clipping noise for OFDM signals," *IEEE Communication Letters*, vol. 7, no. 7, pp. 305-307, July. 2003.
- [6] Juha Heiskala, John Terry, Ph.D., "OFDM Wireless LANs: A Theoretical and Practical Guide," *SAMS*, 2001
- [7] Benesty, J., Yiteng Huang, Jingdong Chen, "A fast recursive algorithm for optimum sequential signal detection in a BLAST system," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 51, pp. 1722-1730, July 2003.
- [8] P.W. Wolniansky, G.J. Foschini, G.D. Golden, and R.A. Valenzuela, "V-BLAST: An architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel," in *Proc. ISSSE*, 1998, pp.295-300.
- [9] "TGn Sync proposal technical specification," *TGn Sync*, May 2005.
- [10] G.D. Golden, C.J. Foschini, R.A. Valenzuela, and P.W. Wolniansky, "Detection algorithm and initial laboratory results using V-BLAST space-time communication architecture," *Electron. Lett.*, vol. 35, no. 1, pp. 14-16, Jan. 1999.
- [11] *IEEE 802.11a Stand., ISO/IEC 8802-11:1999/Amd 1:2000(E)*

- [12] L.J. Cimini and N.R. Sollenberger, "Peak-to-average power ratio reduction of an OFDM signal using partial transmit sequences," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 4, pp. 86-88, Mar. 2000.
- [13] van Zelst, A., Schenk, T.C.W., "Implementation of a MIMO OFDM-based wireless LAN system," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 52, pp. 483-494, Feb. 2004.
- [14] G. J. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment using multi-element antennas," *Bell Labs Tech. J.*, vol. 1, no. 2, pp. 41-59, 1996.
- [15] Hideki Ochiai, Hideki Imai., "Performance analysis of deliberately clipped OFDM signals ," *IEEE Trans. Commu.*, vol. 50, no. 1, pp. 89-101, Jan. 2002.
- [16] Xia Lei, Youxi Tang, Shaoqian Li, Ying-tao Li, "A minimum clipping power loss scheme for mitigating the clipping noise in OFDM," *Global Telecommunications Conference*, vol. 1, pp. 6-9, Dec. 2003.



簡歷

姓 名：俞丁發

性 別：男

出生日期：民國 70 年 08 月 22 日

出 生 地：雲林縣

學 歷：

台南二中 (1996.09~1999.06)

國立中正大學電機系 (1999.09~2003.06)

國立交通大學電信工程研究所 (2003.09~2005.06)

公元 2005 年 7 月獲得碩士學位

