

電信工程學系碩士班
碩士論文

正交分頻多工系統中 Clipping Noise 之消除

Clipping Noise Mitigation for OFDM Systems



研究生：林鈞陶

Student: Chun-Tao Lin

指導教授：吳文榕 博士

Advisor: Dr. Wen-Rong Wu

中華民國九十三年六月

正交分頻多工系統中 Clipping Noise 之消除

Clipping Noise Mitigation for OFDM Systems

研 究 生：林鈞陶

Student: Chun-Tao Lin

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

June 2004

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中 華 民 國 九 十 三 年 六 月

正交分頻多工系統中 Clipping Noise 之消除

學生：林鈞陶

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

由於在正交分頻多工(OFDM)系統中,過高的時域訊號峰值會造成傳送訊號直流偏壓過高,使其增加傳送功率之消耗.我們採以限制訊號振幅的方式來達到降低訊號峰值之目的.但這會引進額外的雜訊(Clipping Noise),進而嚴重影響系統的表現.我們考慮以下三種消除此雜訊的方法.分別為在傳送端利用超頻取樣加上低通濾波器的方式來降低雜訊;以及在接收端利用 decision-aided reconstruction(DAR)或 clipping noise estimation and cancellation(CNEC)兩種演算法來還原訊號.一般而言, DAR 與 CNEC 在演算過程中我們均假設 Clipping Ratio(CR)為已知.但此假設未必適用於所有的應用.因此我們亦提出一個可以在接收端準確估計 CR 的方法.此外,我們也探討為了減少接收機中類比數位轉換器的位元數或是動態範圍所等效造成 Clipping 的效應,我們可將 DAR 與 CNEC 稍作修改以符合需求.另外,我們建議在處理接收端產生

的 Clipping Noise 時,使用遞迴方式估計通道來以達到提昇 DAR 與 CNEC 的效果.最後透過模擬結果顯示以上提出之方法均能有效壓抑 Clipping Noise 對系統的影響以及正確估計出我們需要的參數.



Clipping Noise Mitigation for OFDM Systems

Student: Chun-Tao Lin

Advisor: Dr. Wen-Rong Wu

Department of Communication Engineering

National Chiao Tung University

Abstract

Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) signals exhibit a large peak to average power ratio (PAPR), which leads to a high amplifier power consumption. Signal clipping is known to be the simplest method to solve the problem. However, clipping will introduce clipping noise and this will adversely affect the system performance. In this thesis, we first study clipping noise mitigation methods. We consider three methods, namely, filtering oversampled clipping noise, decision-aided reconstruction (DAR), and clipping noise estimation and cancellation (CNEC). Conventionally, the clipping ratio, an important parameter for DAR and CNEC, is assumed to be known. However, this may not be possible for all applications. We then propose a new clipping ratio estimation method for DAR and CNEC. In addition to signal clipping at transmitter, we also consider the clipping in the receiver. The advantage of receiver clipping is that the number of required analog to digital conversion (ADC) bits can be reduced. We modify the DAR and CNEC algorithms such that they can be operated in this scenario. To further

enhance the performance, we suggest an iterative channel estimation scheme for DAR and CNEC. Simulations show that clipping noise can be effectively reduced using proposed algorithms.



誌謝

首先我要感謝指導教授吳文榕博士在研究態度與方法上給予嚴謹的教誨.其次是寬頻傳輸與訊號處理實驗室中各位博班學長以及同學和學弟妹的幫忙.最後我要感謝我的父母與來不及分享這一切的外公,給我一切的支持與鼓勵讓我在無後顧之憂下順利完成此論文.



目錄

中文摘要	I
英文摘要	II
誌謝	III
目錄	IV
圖目錄	VI
表目錄	X
第一章 緒論	1
第二章 OFDM 及 DVB-T 系統簡介	4
2.1 OFDM 原理	4
2.2 DVB-T 規格系統參數	9
第三章 Clipping Noise	17
3.1 傳送端產生之 Clipping Noise	17
3.1.1 Clipping Ratio 之定義	17
3.1.2 Clipped Signal 數學模型	19
3.2 消除 Clipping Noise 之方法	20



3.2.1	傳送端使用超頻取樣以及低通濾波器	20
3.2.2	Decision-aided Reconstruction (DAR)	21
3.2.3	Clipping Noise Estimation and Cancellation (CNEC)....	27
3.2.4	同時於傳送端以及接收端消除 Clipping Noise	32
3.3	接收端產生之 Clipping Noise	33
3.3.1	修正 DAR 用於消除接收端產生之 Clipping Noise.....	35
3.3.2	修正 CNEC 用於消除接收端產生之 Clipping Noise....	37
第四章 DVB-T 系統中消除 Clipping Noise		38
4.1	符元同步	38
4.1.1	最大相似性(Maximum-likelihood)估計子	39
4.1.2	Clipping Noise 對符元同步之影響	40
4.2	頻率偏移估計與補償	41
4.3	通道估計	43
4.3.1	使用 scattered pilots 估計通道頻率響應	43
4.3.2	Clipping Noise 對通道估計之影響	44
4.4	Clipping Ratio 之估計	45
4.4.1	Clipping Noise 與訊號功率比值(CNSR)	45
4.4.2	利用 pilots 及 CNSR 查表估計 Clipping Ratio.....	46
4.4.3	通道雜訊對於接收端估計 Clipping Ratio 之影響	48
4.5	利用遞迴方式估計通道響應	49

第五章 模擬結果	52
5.1 通道參數及訊雜比.....	52
5.2 數值結果.....	54
5.2.1 通道模型參數已知.....	54
5.2.2 通道模型參數未知.....	63
第六章 結論	68
參考文獻	70



圖目錄

圖 2.1	OFDM 調變器架構	5
圖 2.2	OFDM 解調器架構	6
圖 2.3	相鄰的 OFDM 符元中加入保護區間	7
圖 2.4	OFDM 中 CP 的放置	7
圖 2.5	OFDM 系統中時域訊號具有 PAPR 過高之現象	8
圖 2.6	DVB-T 中不同之 α 所對應之星狀圖	10
圖 2.7	DVB-T 中 OFDM 訊框之架構	11
圖 2.8	DVB-T 中 Scattered pilots 之位置	13
圖 2.9	DVB-T 中 Continual pilots 之位置	13
圖 2.10	DVB-T 中 TPS pilots 之位置	14
圖 2.11	DVB-T 中 PRBS 產生器	14
		
圖 3.1	OFDM 系統中傳送端考慮 Clipping 之方塊圖	18
圖 3.2	傳送端使用超頻取樣以及低通濾波器消除 CN	20
圖 3.3	利用超頻取樣以及低通濾波器降低 CN 示意圖	21
圖 3.4	應用於傳送端 Clipping 之 DAR 流程圖	22
圖 3.5	遭受 Clipping 的訊號於時域中之表示圖	23
圖 3.6	因 CN 造成之決策錯誤	24
圖 3.7	決策錯誤所產生之錯誤分量經過 DAR 第一次遞迴後減少為原本的 $1/N$	26
圖 3.8	應用於傳送端 Clipping 之 CNEC 流程圖	28
圖 3.9	錯誤決策產生之錯誤分量在時域上之表示	29
圖 3.10	CNEC 中經由決策錯誤的 tone 所估計的 CN	31
圖 3.11	CNEC 中 E 與 ΔE 具有相關性之原因	31

圖 3.12	CNEC 配合傳送端實施超頻取樣後作的修正.....	33
圖 3.13	接收端等效形成 Clipping.....	34
圖 3.14	應用於接收端 Clipping 之 DAR 流程圖.....	36
圖 3.15	應用於接收端 Clipping 之 CNEC 流程圖.....	37
圖 4.1	符元同步估計方塊圖.....	38
圖 4.2	頻率偏移估計示意圖.....	41
圖 4.3	利用內插法估計完整的通道頻率響應.....	43
圖 4.4	估計通道雜訊的傳送端架構方塊圖.....	48
圖 4.5	DVB-T 中對於消除傳送端產生之 CN 接收端系統架構.....	50
圖 4.6	DVB-T 中對於消除接收端產生之 CN 系統架構.....	50
圖 4.7	DVB-T 中使用遞迴通道估計對於消除傳送端產生之 CN 接收端系統架構.....	51
圖 4.8	DVB-T 中使用遞迴通道估計對於消除接收端產生之 CN 系統架構.....	51
圖 5.1	電腦模擬使用之通道頻率響應.....	53
圖 5.2	傳送端在不同的 CR 中所產生之 CN 對系統之影響 ($N=1024$, 64-QAM, AWGN).....	56
圖 5.3	不同超頻取樣倍數對於降低傳送端產生之 CN 之效果 ($CR=6\text{dB}$, $N=256$, 64-QAM, AWGN).....	56
圖 5.4	不同的 N 對於 DAR 降低傳送端產生之 CN 的效果影響 ($CR=5\text{dB}$, $I=2$, 64-QAM, AWGN).....	57
圖 5.5	不同的遞迴次數對於 DAR 降低傳送端產生之 CN 效 果影響($CR=5\text{dB}$, $N=1024$, 64-QAM, AWGN).....	57
圖 5.6	不同的遞迴次數對於 CNEC 降低傳送端產生之 CN 效 果影響($CR=5\text{dB}$, $N=1024$, 64-QAM, AWGN).....	58
圖 5.7	傳送端使用超頻取樣時,CNEC 在低 CR 下消除傳送端產 生之 CN 效果($CR=3\text{dB}$, $N=1024$, 64-QAM, AWGN).....	58

圖 5.8	在 ISI 通道下,比較傳送端與接收端產生的 CN 對系統之影響(N=1024 , 64-QAM)	60
圖 5.9	在 ISI 通道下,不同的遞迴次數對於 DAR 降低傳送端產生之 CN 的效果影響(CR=4dB , N=1024 , 64-QAM)	60
圖 5.10	在 ISI 通道下,不同的遞迴次數對於 DAR 降低傳送端產生之 CN 的效果影響(CR=4dB , N=1024 , 16-QAM)	61
圖 5.11	在 ISI 通道下,不同的遞迴次數對於 CNEC 降低傳送端產生之 CN 的效果影響(CR=4dB , N=1024 , 64-QAM)	61
圖 5.12	在 ISI 通道下,不同的遞迴次數對於 CNEC 降低傳送端產生之 CN 的效果影響(CR=4dB , N=1024 , 16-QAM)	62
圖 5.13	在 ISI 通道下,傳送端使用超頻取樣,CNEC 在低 CR 消除傳送端產生之 CN 效果(CR=1dB , N=1024 , 64-QAM)	62
圖 5.14	在 CR 已知下,考慮符元同步,頻率偏移補償以及通道估計對於 DAR 消除傳送端產生之 CN 的效果影響 (CR=5dB , N=2048 , 64-QAM).....	64
圖 5.15	CNSR 相對於 CR 之理論值	64
圖 5.16	高 SNR 下 CR 估計之效果 (CR=5dB , DAR , I=3 , N=2048 , 64-QAM).....	65
圖 5.17	低 SNR 下 CR 估計之效果 (CR=5dB , DAR , I=3 , N=2048 , 16-QAM).....	65
圖 5.18	使用估計之通道參數下的 DAR 與 CNEC 對消除傳送端產生之 CN 效果比較(CR=5dB , N=2048 , 64-QAM)	66
圖 5.19	使用估計之通道參數下的 DAR 與 CNEC 對消除接收端產生之 CN 效果比較(CR=8dB , N=2048 , 64-QAM)	66
圖 5.20	使用遞迴估計之通道下的 DAR 與 CNEC 對消除接收端產生之 CN 效果比較(CR=8dB , N=2048 , 64-QAM)	67

表目錄

表 2.1	DVB-T 中 OFDM 符元之長度定義	12
表 2.2	DVB-T 中資料子載波之傳輸功率規一化參數	12
表 2.3	DVB-T 中 Scattered pilots 與 Continual pilots 之調變 方式.....	15
表 5.1	電腦模擬使用之通道參數.....	52



第一章

緒論

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)在近幾年成為許多通訊系統所採用的傳輸技術.其好處主要在於具有高速傳輸,高頻譜效益,以及對於頻率選擇性衰減通道(Frequency Selective Fading Channel)的良好抵抗能力.早在 1960 年代,OFDM 的概念就已被提出.但受限於當時的硬體技術,因此遲遲無法得到應有的發揮.但隨著硬體的快速發展,使得快速傅利葉轉換(FFT / IFFT)在數位信號處理上可以得到實現.此後 OFDM 便嶄露頭角.而近幾年許多的通訊系統規格皆以其為基本的傳輸技術架構.舉凡最近相當熱門的無線區域網路(WLAN),非對稱數位用戶迴路(ADSL)以及數位電視廣播(DVB-T)...等等,都屬於 OFDM 的應用範疇.

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.此現象會使傳送端的功率放大器(Power Amplifier : PA)面臨直流操作點被推往飽和區的趨勢,且過高的直流偏壓亦會造成傳輸功率過大.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.許多研究提出在傳送端降低 PAPR 的方法,包括利用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[1],[2].而其中,在傳送端將訊號振幅限制(Limit or Clip)在某個臨界值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).此額外的雜訊對系統會有相

當程度的影響,特別是使用高階調變的時候.本論文即是針對此問題作深入的探討.我們考慮三種降低 CN 對系統影響的方法.在傳送端方面我們可以利用超頻取樣(Oversampling)加上一個低通濾波器來達到降低 CN 之目的[3].但此方法僅能消除一部分的 CN .而在接收端我們則是考慮以下兩個方法.第一種方法是 Decision-aided Reconstruction (DAR) [4] ,基本上它是利用不斷的決策,藉由決策正確之訊號來幫助其他因為 CN 而決策錯誤的訊號,藉此達到消除 CN 的目的.第二種則是 Clipping Noise Estimation and Cancellation (CNEC) [5].此方法之概念為將 CN 視為一個可以複製的雜訊,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.但在這些方法中,一般皆假設訊號限制振幅(CR)在接收端為已知,以及忽略符元同步(Symbol Timing Synchronization),頻率偏移(Frequency Offset)或是通道響應估計(Channel Estimation)在實際環境中對補償效果的影響.為了較為符合實際上的操作狀況,我們將上述三種主要之非理想因素納入補償之演算法中,並且同時提出於接收端估計訊號振幅臨界值的方法.而最後我們則是將超頻取樣與 CNEC 同時考慮,希望能在較少的遞迴次數或是較低的 CR 時亦能有不錯的表現.此外,我們也討論利用 Clipping 以減少接收機中類比-數位轉換器(ADC)所需要的位元數.此種做法很單純,即直接將接收訊號作 Clipping 以降低訊號之動態範圍.在此訊號限制振幅為已知,因此無需再估計此參數.但由於通道的影響會引起 CN 被放大的效應,我們亦會討論在此情況下, DAR 與 CNEC 是否可以達到有效的補償效果.並且針對 CN 的特性來修改 DAR 與 CNEC 的流程以達到消除於接收端產生之 CN 之目的.

以上討論之方法適用於各種 OFDM 的通訊傳輸系統.而此篇論文則採以 European Telecom Standard Institute (ETSI)這個組織於 1997 所提出的 Digital Video Broadcasting – Terrestrial (DVB-T)為整個系統的模擬環境,其詳細的規格會在第二章中介紹.第三章就超頻取樣以及 DAR 與 CNEC 等方法進行數學分析,並且將 DAR 以及 CNEC 適度修改以用於消除接收端所產生的 CN.第四章則是考慮在 DVB-T 環境中,討論符元同步,頻率偏移估計以及通道估計三種實際操作上會遇到的問題對 DAR 與 CNEC 的影響以及解決方法.在此我們針對發生於傳送端之 Clipping 提出一個在接收端可有效估計訊號限制振幅(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

OFDM 及 DVB-T 系統簡介

2.1 OFDM 原理

OFDM 的主要概念是將一個完整的寬頻帶切割成許多較為窄頻的子頻帶。每個子頻帶分別對應不同的正交載波。也正因為相對於每個子頻帶的頻寬變的相當窄，所以每一個載波所看到的通道頻率響應可視為緩慢平坦變化。這就是為何 OFDM 可以有效抵抗選擇性頻率衰減通道的原因。而同時多個平行的傳輸亦可實現高速傳輸之目的。然而也正因為 OFDM 的子載波排列緊密，造成對於接收端的頻率偏移會相當的敏感。再者，由於傳送的訊號是經過反復利業轉換 (IFFT) 後的時域訊號，因此有 PAPR 過高的問題。而針對以上的問題以及 OFDM 基本的傳輸架構將在下面給予簡單的介紹。

2.1.1 傳送端以及接收端架構

OFDM 的傳送端架構如圖 2.1。其中 ϕ_i 為彼此正交的子載波。輸入的二位元資料經過 Serial-to-parallel 後，以 PSK 或是 QAM 調變，分別乘以子載波後再相加經由天線傳送。

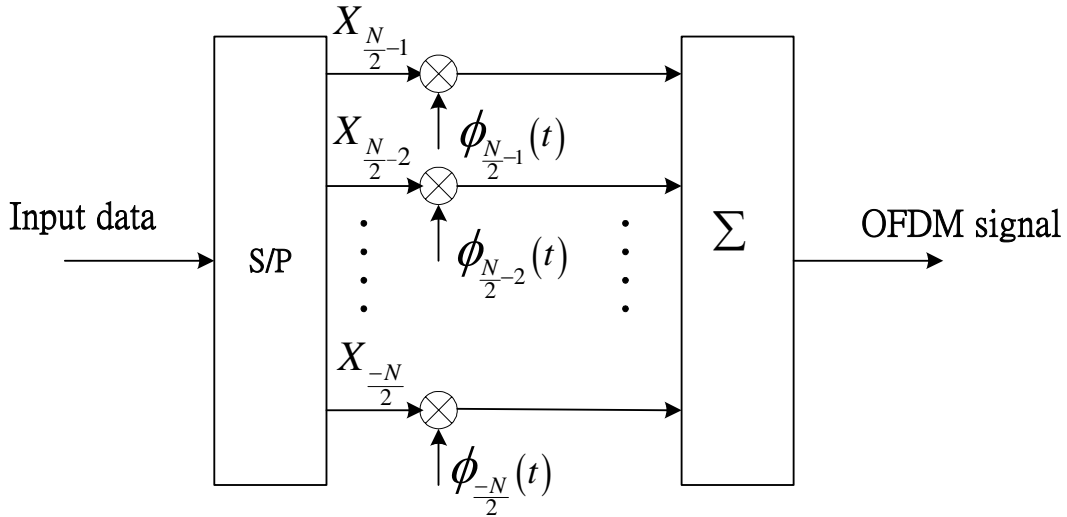


圖 2.1 OFDM 調變器架構

OFDM 訊號的等效複數基頻(Equivalent Complex Baseband)可表示為:

$$s(t) = \begin{cases} \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}} X_k \phi_k(t) & 0 \leq t \leq T \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2.1)$$

其中,

T : 符元的長度

N : 子載波個數

X_k : 經過調變 (PSK 或 M-QAM) 的 tone

$$\phi_k(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} e^{j2\pi f_k t} : \text{子載波 } k, \text{ 其中 } f_k = \frac{k}{T}$$

而接收端則類似傳送端的反向動作,其架構如下(圖 2.2):

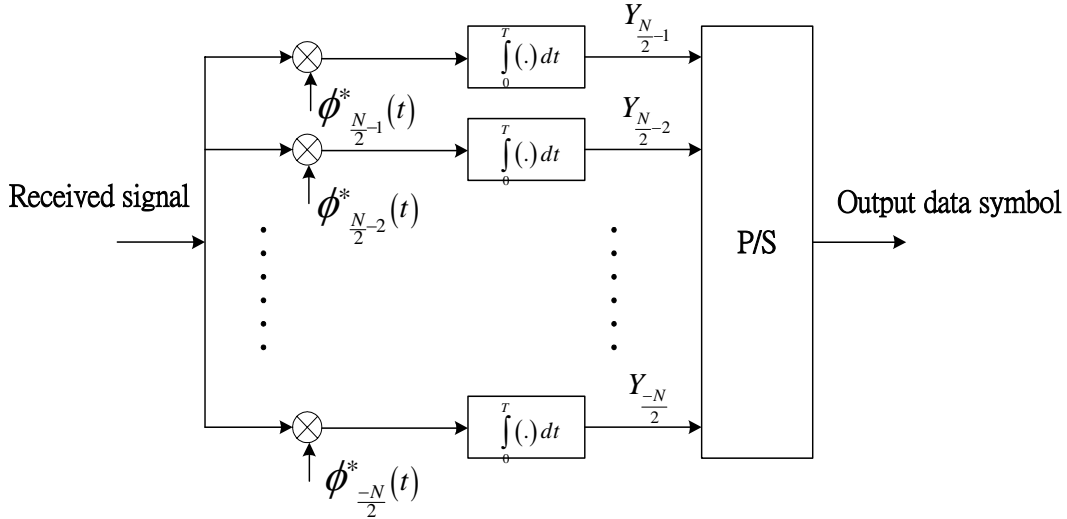


圖 2.2 OFDM 解調器架構

而其中第 j 個子載波上的訊號經過相關器(Correlator)後可以表示為:

$$Y_j = \int_0^T s(t) \phi_j^*(t) dt = \frac{1}{T} \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} X_k \int_0^T e^{j2\pi \frac{k-j}{T} t} dt = X_j \quad (2.2)$$

如此就可以得原始的傳訊訊號.在實際上,連續的訊號會先經過取樣而成為數位化的訊號.因此我們可以把(2.1)改寫為:

$$s[n] = s(t) \Big|_{t=nT_d=n\frac{T}{N}} = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{N}} X_k e^{j2\pi \frac{k}{N} n} & 0 \leq n \leq N-1 \\ 0 & otherwise \end{cases} \quad (2.3)$$

其中, T_d 為取樣週期.換句話說,我們可以利用一個 IFFT 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,在接收端則是利用一個 FFT 以得到原來的訊號:

$$Y_j = FFT \{s[n]\} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} s[n] e^{-j2\pi \frac{j}{N} n} = \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}} X_k \delta[k-j] = X_j \quad (2.4)$$

2.1.2 Cyclic Prefix

在多重路徑(Multipath)通道的環境中,由於經由延遲路徑(Delay Path)所送來的訊號會對原來的訊號造成所謂的 Inter-symbol Interference (ISI).為了避免這樣的情況發生,我們在每個 OFDM 訊號之間加入保護區間(Guard Interval : GI)(圖 2.3).但如此一來,又會在接收端引發一個嚴重的問題.就是加入 GI 之後的訊號雖然可以避免 ISI 的影響,但同時會讓準備進入 FFT 程序的子載波之間失去其原本的正交性而連帶造成 Inter-carrier Interference (ICI)的出現.為了同時解決 ISI 與 ICI 的效應,可以將 GI 部分換成該 OFDM 符元後半段的訊號(圖 2.4),我們稱之為 Cyclic Prefix (CP).如此便可以解決上述之問題.而接收端則在收到訊號之後,先移除 CP 的部分,再進行 FFT 的動作.

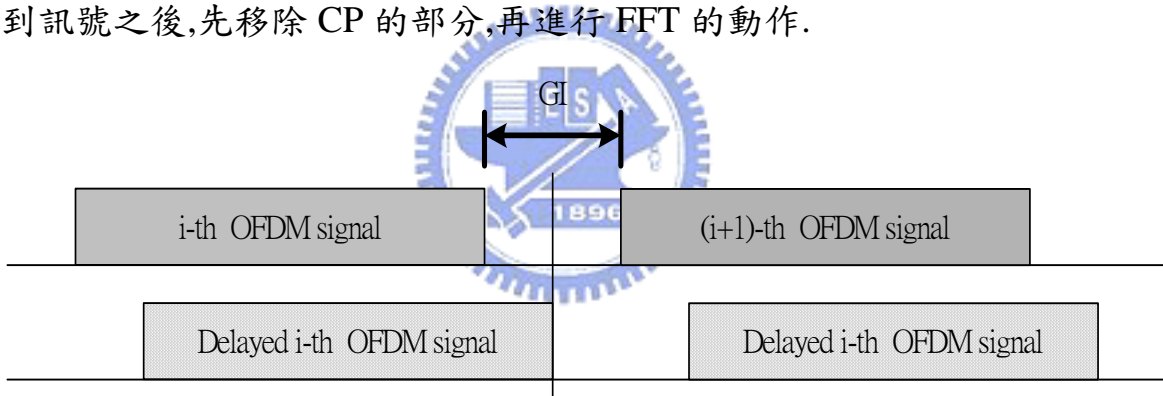


圖 2.3 相鄰的 OFDM 符元中加入保護區間

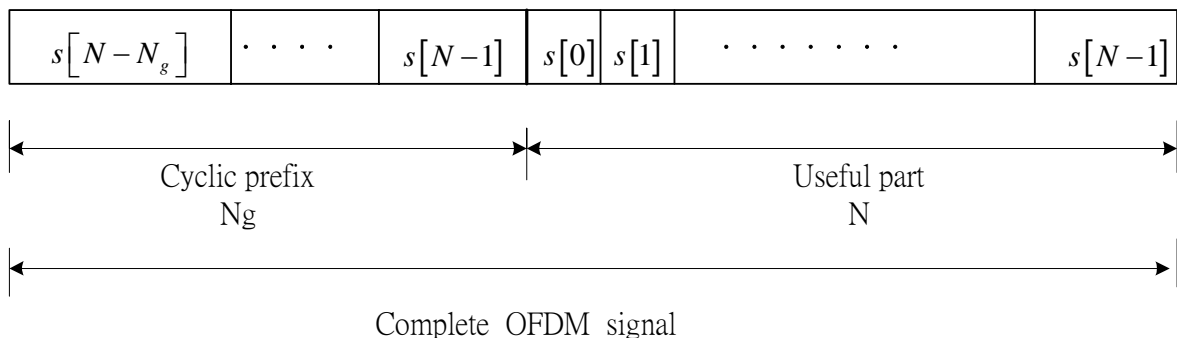


圖 2.4 OFDM 中 CP 的放置

2.1.3 Peak-to-average Power Ratio (PAPR)

透過前面的介紹,我們知道 OFDM 傳送出去的訊號是經過 IFFT 後的時域訊號.然而,經過 IFFT 之後的訊號常常在某些時間點上會突然有個振幅相當高的峰值出現(圖 2.5).這對於需要工作在線性區 PA 而言是個負面的影響.且過大的直流偏壓需要消耗較多的傳送功率.因此在傳送端降低訊號的 PAPR 變成一個重要的課題.通常最簡單的方法是利用 Clipping 來減低訊號的峰值.

這個方法雖為簡單,但會引進所謂的 CN.其影響在之後的論文內容會作深入探討與分析.此外,有時候我們希望在接收端減低 ADC 所需要的位元數及動態範圍,也會有等效 Clipping 的現象發生.這之後論文中,我們也會比較它與前者的差別以及補償的方法.

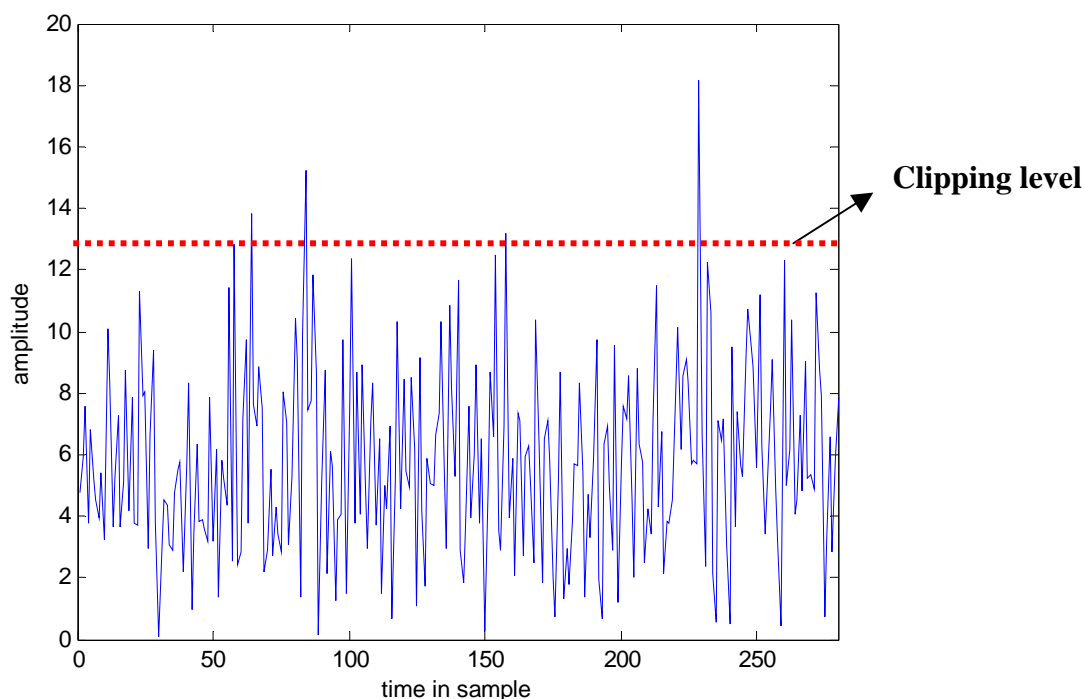


圖 2.5 OFDM 系統中時域訊號具有 PAPR 過高之現象

2.2 DVB-T 系統規格參數

我們在最後會以 DVB-T 的規格[6]為整個系統的模擬環境.因此以下將針對比較重要的參數作介紹,其中包括訊號調變方式以及 pilots 產生方式與位置.

2.2.1 訊號調變方式

DVB-T 使用 QAM 作為其訊號調變方式,而對於較高階的調變(16-QAM 或 64-QAM)則是根據參數 α 有一些變化. 假設調變後的訊號 $Z \in \{n + jm\}$, 則規格中定義的信號調變可表示如下:

(1) 4-QAM (QPSK)

$$n \in \{-1, 1\}, m \in \{-1, 1\}$$

(2) 16-QAM ($\alpha = 1$)

$$n \in \{-3, -1, 1, 3\}, m \in \{-3, -1, 1, 3\}$$

(3) 16-QAM ($\alpha = 2$)

$$n \in \{-4, -2, 2, 4\}, m \in \{-4, -2, 2, 4\}$$

(4) 16-QAM ($\alpha = 4$)

$$n \in \{-6, -4, 4, 6\}, m \in \{-6, -4, 4, 6\}$$

(5) 64-QAM ($\alpha = 1$)

$$n \in \{-7, -5, -3, -1, 1, 3, 5, 7\}, m \in \{-7, -5, -3, -1, 1, 3, 5, 7\}$$

(6) 64-QAM ($\alpha = 2$)



$$n \in \{-8, -6, -4, -2, 2, 4, 6, 8\}, m \in \{-8, -6, -4, -2, 2, 4, 6, 8\}$$

(7) 64-QAM ($\alpha = 4$)

$$n \in \{-10, -8, -6, -4, 4, 6, 8, 10\}, m \in \{-10, -8, -6, -4, 4, 6, 8, 10\}$$

不同的 α 其信號空間的差異在於每一個象限之間的距離不同. α 越大則象限之間的距離亦越大(圖 2.6). 其用意在於利用信號之間較大的距離來保護某些較為重要的傳送資訊.

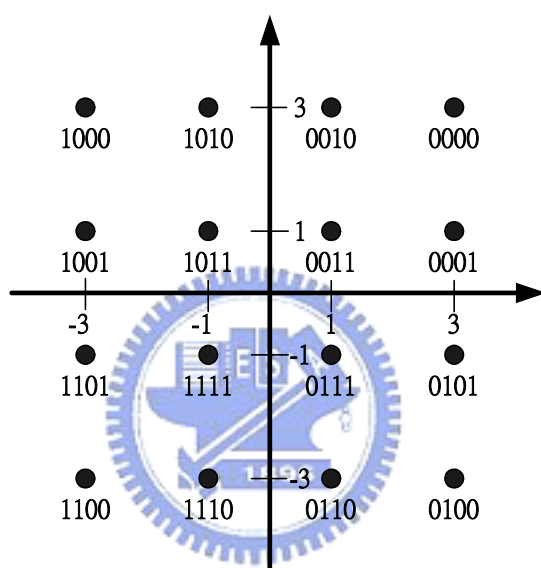


圖 2.6 (a) DVB-T 中不同之 α 所對應之星狀圖($\alpha = 1$, 16-QAM)

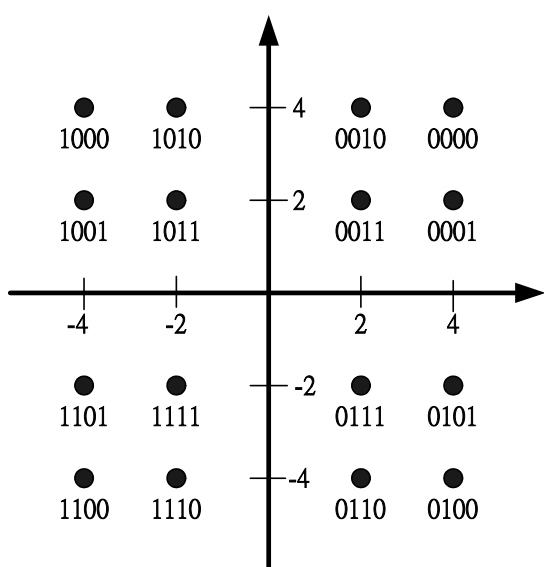


圖 2.6 (b) $\alpha = 2$, 16QAM

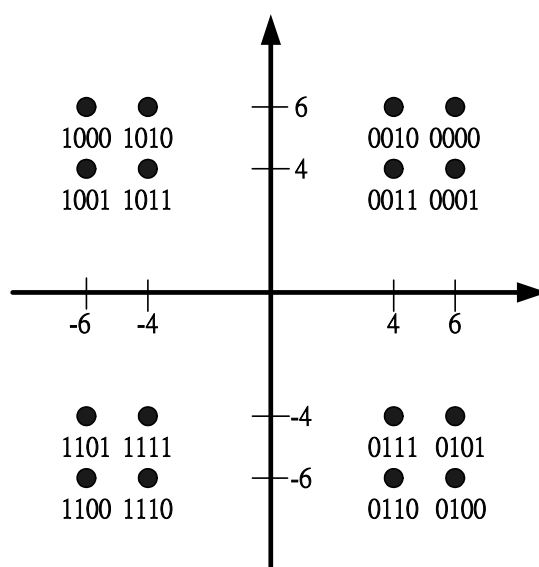


圖 2.6 (c) $\alpha = 4$, 16QAM

2.2.2 OFDM 訊框架構

DVB-T 是以訊框(Frame)為單位,一直連續不斷地發射訊號.每一個訊框包含 68 個 OFDM 符元(圖 2.7).而每個符元則是根據不同的模式而有不同的載波數量.在 2K 模式中,每一個 OFDM 符元包含 1705 個有用的載波,剩下的 343 個則是不送資料的閒置載波.而在 8K 模式中,有用的載波數量則是 6817,閒置載波為 1375 個.每 4 個訊框合稱為一個超級訊框(Super Frame).以上皆為通道頻寬為 8MHz 的參數,在 DVB-T 規格中亦另有定義 6 與 7 MHz 之系統參數(表 2.1).而關於資料(Data)的部分,DVB-T 中則定義以規一化(Normalized)後的功率傳送.亦即下式:

$$E[c \times c^*] = 1$$

C 表示複數形式的資料.根據不同型式的 QAM,所謂的規一化參數也不同(表 2.2).

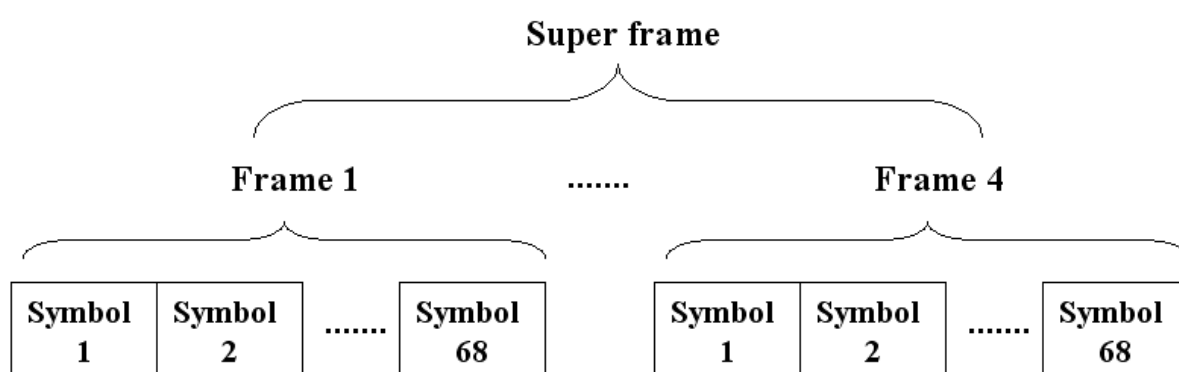


圖 2.7 DVB-T 中 OFDM 訊框之架構

表 2.1 DVB-T 中 OFDM 符元之長度定義

Mode	8K				2K			
Guard Interval	1/4	1/8	1/16	1/32	1/4	1/8	1/16	1/32
Duration of Symbol Part	8192*T				2048*T			
Duration of GI	2048*T	1024*T	512*T	256*T	512*T	256*T	128*T	64*T
Elementary period (T)	T = 1/64 us for 8 MHz channels , 1/8 us for 7 MHz channels, 7/48 for 6MHz channels							

表 2.2 DVB-T 中資料子載波之傳輸功率規一化參數

Modulation scheme		Normalized factor
QPSK		$\sqrt{2}$
16-QAM	$\alpha = 1$	$\sqrt{10}$
	$\alpha = 2$	$\sqrt{20}$
	$\alpha = 4$	$\sqrt{52}$
64-QAM	$\alpha = 1$	$\sqrt{42}$
	$\alpha = 2$	$\sqrt{60}$
	$\alpha = 4$	$\sqrt{108}$

2.2.3 Pilot Cells

DVB-T 中 Pilot 的種類可分為三種: scatter pilot ,continual pilot 以及 TPS pilot.他們在 OFDM 符元中的位置分別如圖 2.8, 2.9 以及 2.10.

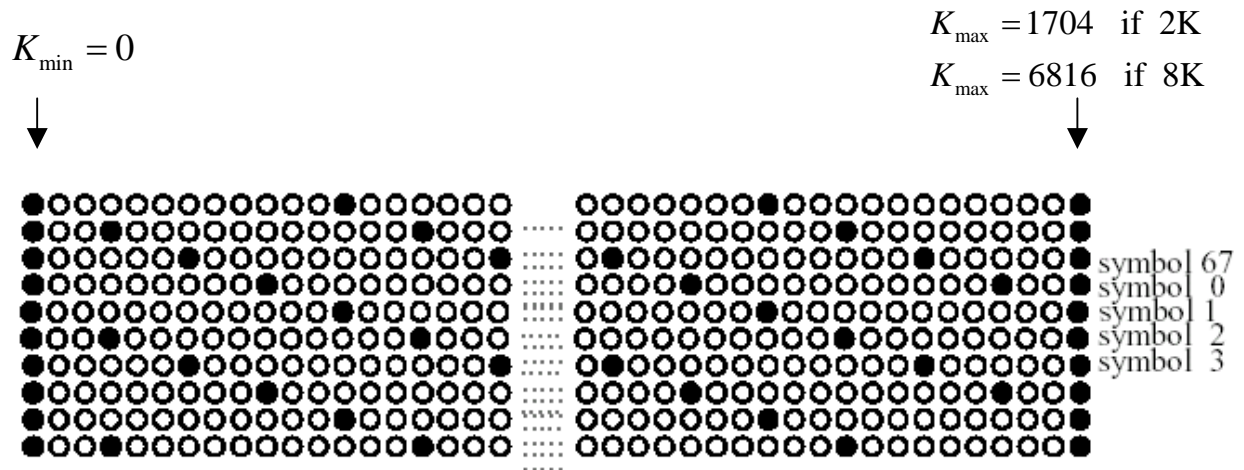


圖 2.8 DVB-T 中 Scattered pilots 之位置

Continual pilot carrier positions (index number k)	
2K mode	8K mode
0 48 54 87 141 156 192 201 255 279 282 333 432 450	0 48 54 87 141 156 192 201 255 279 282 333 432 450
483 525 531 618 636 714 759 765 780 804 873 888 918	483 525 531 618 636 714 759 765 780 804 873 888
939 942 969 984 1050 1101 1107 1110 1137 1140 1146	918 939 942 969 984 1050 1101 1107 1110 1137 1140
1206 1269 1323 1377 1491 1683 1704	1146 1206 1269 1323 1377 1491 1683 1704 1752 1758
	1791 1845 1860 1896 1905 1959 1983 1986 2037 2136
	2154 2187 2229 2235 2322 2340 2418 2463 2469 2484
	2508 2577 2592 2622 2643 2646 2673 2688 2754 2805
	2811 2814 2841 2844 2850 2910 2973 3027 3081 3195
	3387 3408 3456 3462 3495 3549 3564 3600 3609 3663
	3687 3690 3741 3840 3858 3891 3933 3939 4026 4044
	4122 4167 4173 4188 4212 4281 4296 4326 4347 4350
	4377 4392 4458 4509 4515 4518 4545 4548 4554 4614
	4677 4731 4785 4899 5091 5112 5160 5166 5199 5253
	5268 5304 5313 5367 5391 5394 5445 5544 5562 5595
	5637 5643 5730 5748 5826 5871 5877 5892 5916 5985
	6000 6030 6051 6054 6081 6096 6162 6213 6219 6222
	6249 6252 6258 6318 6381 6435 6489 6603 6795 6816

圖 2.9 DVB-T 中 Continual pilots 之位置

2K mode	8K mode
34 50 209 346 413 569 595 688 790 901	34 50 209 346 413 569 595 688 790 901 1073 1219 1262 1286 1469
1073 1219 1262 1286 1469 1594 1687	1594 1687 1738 1754 1913 2050 2117 2273 2299 2392 2494 2605
	2777 2923 2966 2990 3173 3298 3391 3442 3458 3617 3754 3821
	3977 4003 4096 4198 4309 4481 4627 4670 4694 4877 5002 5095
	5146 5162 5321 5458 5525 5681 5707 5800 5902 6013 6185 6331
	6374 6398 6581 6706 6799

圖 2.10 DVB-T 中 TPS pilots 之位置

2.2.4 Pseudo Random Binary Sequence (PRBS)

DVB-T 中的 pilots 是根據 Pseudo Random Binary Sequence (PRBS) (圖 2.11) 產生的值來決定其振幅.規格中所定義之 PRBS 是由 11 個暫存器所以及一個邏輯閘所組成,它所產生出的結果 w_k 會是接近隨機的二位元序列.藉由 PRBS 所調變後的 pilot tones 可以有效降低因為 pilot tones 所產生的峰值.這對於之後的訊號處理有很大的影響,我們將於後面的章節討論.而這兩種 pilot 的調變以及功率大小的定義如表 2.3 所示.

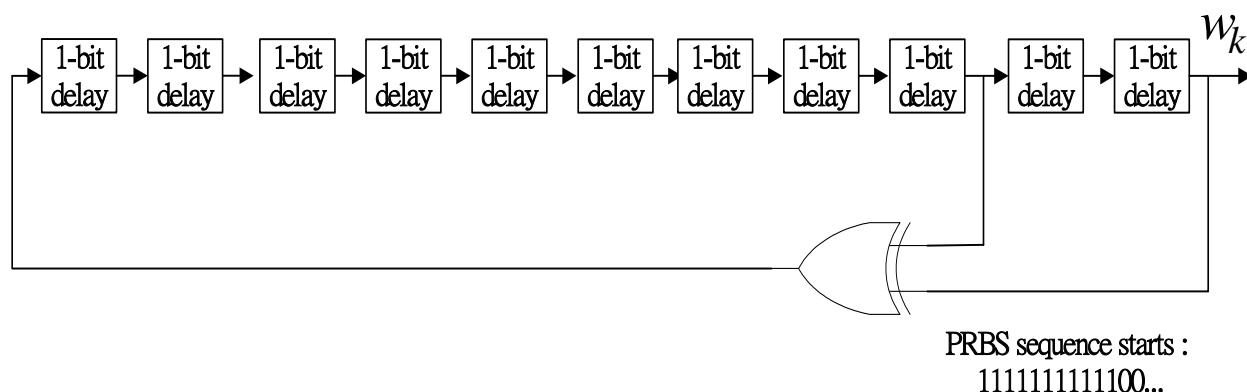


圖 2.11 DVB-T 中 PRBS 產生器

表 2.3 DVB-T 中 Scattered pilots 與 Continual pilots 之調變方式

	Real Part	Image Part	Power
Scattered pilot	$(3/4)*2*(0.5-w_k)$	0	16/9
Continuous pilot	$(3/4)*2*(0.5-w_k)$	0	16/9
TPS pilots	$2*(0.5-w_k)$	0	1



第三章

Clipping Noise

3.1 傳送端產生之 Clipping Noise

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 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.



3.1.1 Clipping Ratio 之定義

首先,我們先定義過 IFFT 之後的時域訊號可以表示如下:

$$x_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} X_n \exp\left\{j \frac{2\pi nk}{N}\right\}, \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (3.1)$$

而我們則是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:

$$y_k = \begin{cases} x_k & |x_k| \leq A \\ A \exp\{\arg(x_k)\} & |x_k| > A \end{cases} \quad (3.2)$$

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:

$$CR(\text{dB}) = 20\log\left(\frac{A}{\sigma}\right) \quad (3.3)$$

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 3.1.

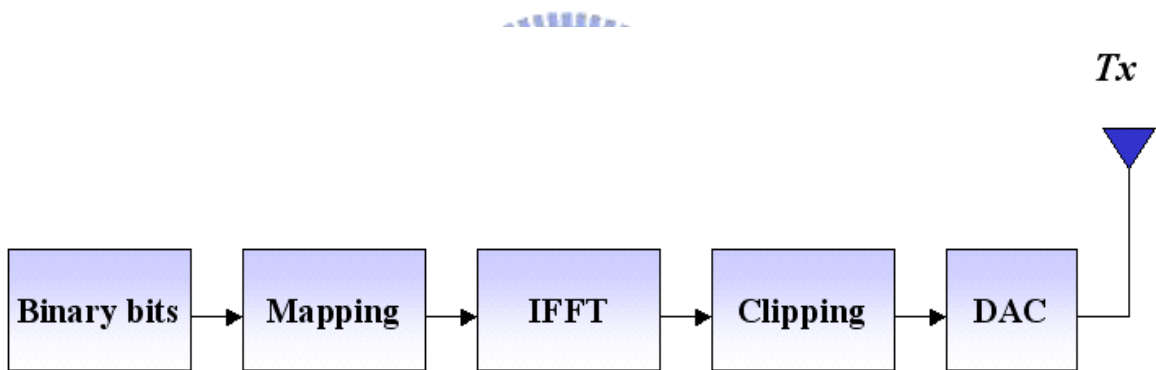


圖 3.1 OFDM 系統中傳送端考慮 Clipping 之方塊圖

3.1.2 Clipped Signal 數學模型

為了幫助之後的分析,我們將經過 Clipping 的訊號建立數學模型[7].經過 Clipping 後的訊號 \hat{X}_k 可表示為:

$$\hat{X}_k = \alpha X_k + D_k \quad (3.4)$$

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用表示為[7]:

$$\alpha = 1 - \exp(-\gamma^2) + \frac{\sqrt{\pi}\gamma}{2} \operatorname{erfc}(\gamma) \quad , \quad \gamma = 10^{\left(\frac{CR}{20}\right)} = \frac{A}{\sigma} \quad (3.5)$$

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[7]:

$$P_{after} = \left(1 - e^{-\gamma^2}\right) P_{before} \quad (3.6)$$

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 消除 Clipping Noise 之方法

3.2.1 傳送端使用超頻取樣以及低通濾波器

這裡我們考慮在傳送端作超頻取樣(圖 3.2).加入此動作的主要原因是藉由超頻取樣與一個低通濾波器(Out-band Removal Filter)可將一部份的 CN 濾掉(圖 3.3).反之,如果 Clipping 是發生在 Nyquist 取樣速率下,則所有的 CN 都會落在我們需要的頻帶內,無法藉由濾波器將散佈在頻帶外之 CN 過濾.

此外比較有趣的是,當超頻取樣倍數增加到 2 之後,改善的幅度便呈現飽和.最主要的原因是在於當我們作超頻取樣的時候,每一個取樣點之間會有相關性(Correlation),使得經過 Clipping 之後所產生的 CN 在頻譜上並不是均勻分布,而是會有一大部分集中在低頻的區域內.低通濾波器無法將這一部分的 CN 濾掉,因此便造成在 2 倍超頻取樣之後便無法更進一步的有效壓抑 CN.

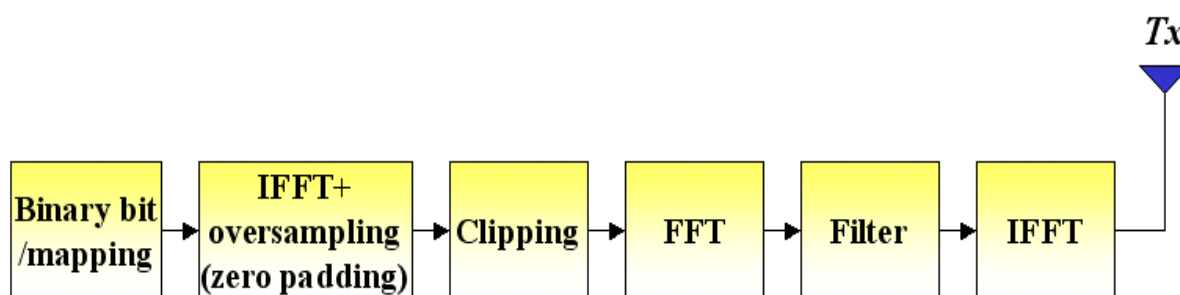


圖 3.2 傳送端使用超頻取樣以及低通濾波器消除 CN

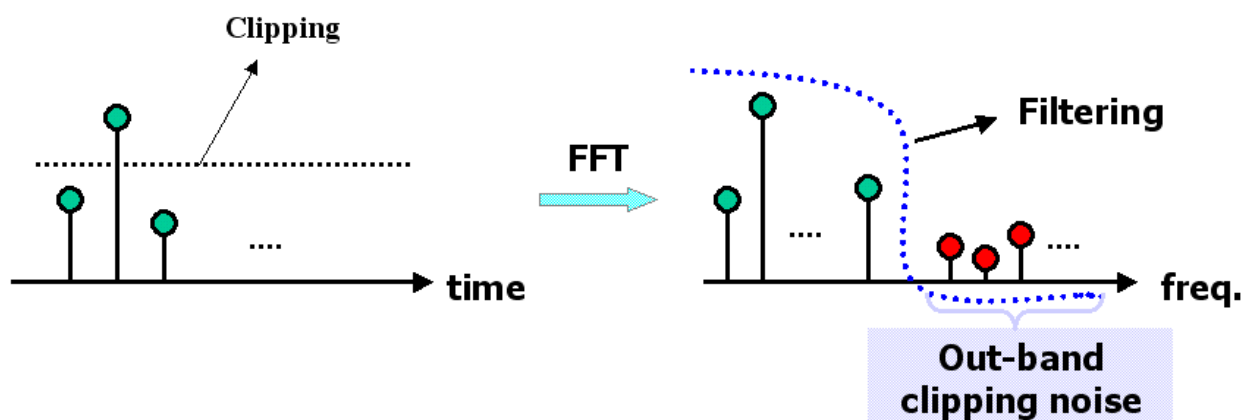


圖 3.3 利用超頻取樣以及低通濾波器降低 CN 示意圖

3.2.2 Decision-Aided Reconstruction (DAR)

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,而這些假設在第四章會逐一檢視討論:

- (1) 符元同步正確
- (2) 頻率偏移估計正確
- (3) 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:

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

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

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.因此,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 3.5 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.

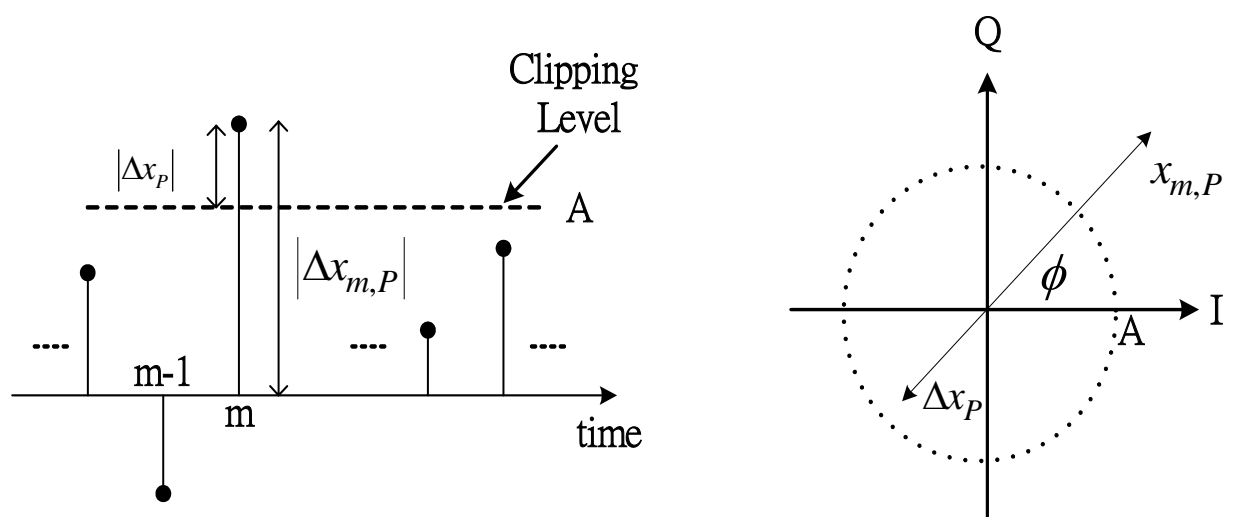


圖 3.5 遭受 Clipping 的訊號於時域中表示圖

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 3.6), 而此 tone 會因為 Clipping 的緣故而多出 ΔY_p 這一項:

$$\begin{aligned}
 Y_{l,P}^c &= \sum_n (x_{n,P} + \Delta x_P \delta_{n-m}) \exp(-j l w m), \quad w = \frac{2\pi}{N} \\
 &= Y_{l,P} + \sum_n (\Delta x_P \delta_{n-m}) \exp(-j l w m) \\
 &= Y_{l,P} + \sum_n [|\Delta x_P| \exp(-j\phi) \delta_{n-m}] \exp(-j l w m) \\
 &= Y_{l,P} + \underbrace{|\Delta x_P| \exp[-j(\phi + l w m)]}_{\Delta Y_p} \\
 &= Y_{l,P} + \Delta Y_p
 \end{aligned} \tag{3.6}$$

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 3.6). 亦即原本應該是決策為圖中的黑點決策為白點. 而 E 便是此錯誤所產生的錯誤分量.

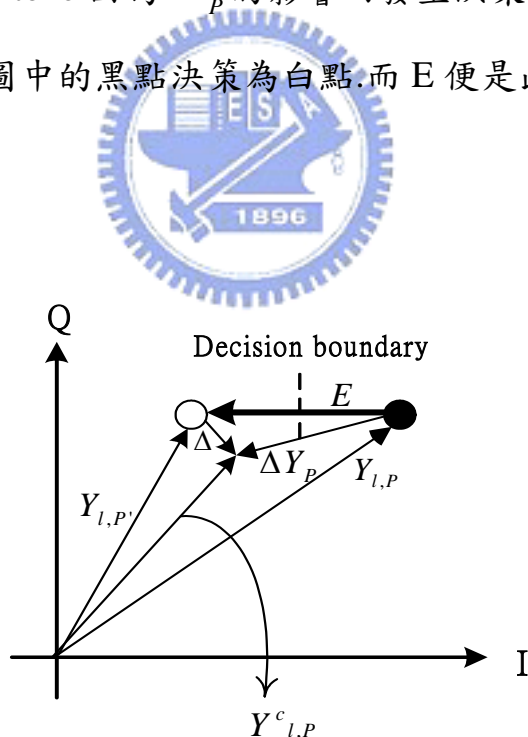


圖 3.6 因 CN 造成之決策錯誤

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 $x_{m,P}$:

$$\begin{aligned}
 x_{m,P'} &= \frac{1}{N} \sum_k Y_{k,P'} \exp(jkwm), \quad w = \frac{2\pi}{N} \\
 &= \frac{1}{N} \sum_k (Y_{k,P} + E\delta_{k-l}) \exp(jkwm) \\
 &= x_{m,P} + \frac{1}{N} \sum_k [(\Delta Y_P + \Delta)\delta_{k-l}] \exp(jkwm)
 \end{aligned} \tag{3.7}$$

又,

$$\Delta Y_P = |\Delta x_P| [-j(\phi + lwm)] \tag{3.8}$$

因此, 將(3.8)代入(3.7)式:

$$\begin{aligned}
 x_{m,P'} &= x_{m,P} + \frac{1}{N} \sum_k [(\Delta Y_P + \Delta)\delta_{k-l}] \exp(jkwm) \\
 &= x_{m,P} + \frac{1}{N} \sum_k [(|\Delta x_P| [-j(\phi + lwm)] + \Delta) \delta_{k-l}] \exp(jkwm) \\
 &= x_{m,P} + \underbrace{\frac{1}{N} |\Delta x_P| \exp(-j\phi) + \frac{1}{N} \Delta \exp(-jlwm)}_{\triangleq e_m = \frac{E}{N} \exp(jlwm)}
 \end{aligned} \tag{3.9}$$

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

3.5 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:

$$|\Delta| \leq \frac{1}{2}|E| \quad (3.10)$$

根據(3.9)以及(3.10)式,可以知道 Δ 對於 $x_{m,P}$ 的振幅影響不會超過 $\frac{|E|}{2N}$.

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 :

$$\begin{aligned} Y_{l,P'} &= \sum_k (x_{k,P} + e_k) \delta_{k-m} \exp(-j\omega k) \\ &= Y_{l,P} + \sum_k e_k \delta_{k-m} \exp(-j\omega k) \\ &= Y_{l,P} + \sum_k \left(\frac{E}{N} \exp(j\omega m) \delta_{k-m} \exp(-j\omega k) \right) \\ &= Y_{l,P} + \frac{E}{N} \end{aligned} \quad (3.11)$$

從(3.11)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 3.7):

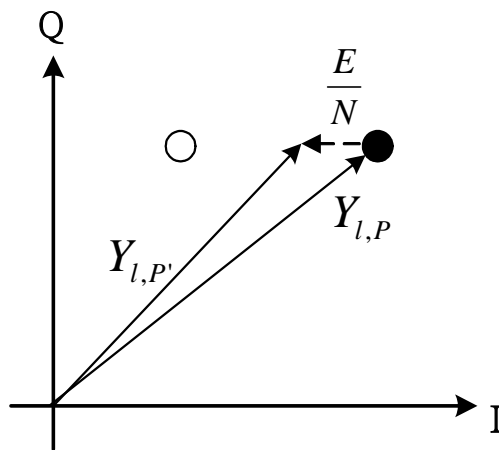


圖 3.7 決策錯誤所產生之錯誤分量經過 DAR 第一次遞迴後減少為原本的 $1/N$

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.



3.2.3 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 3.8 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.

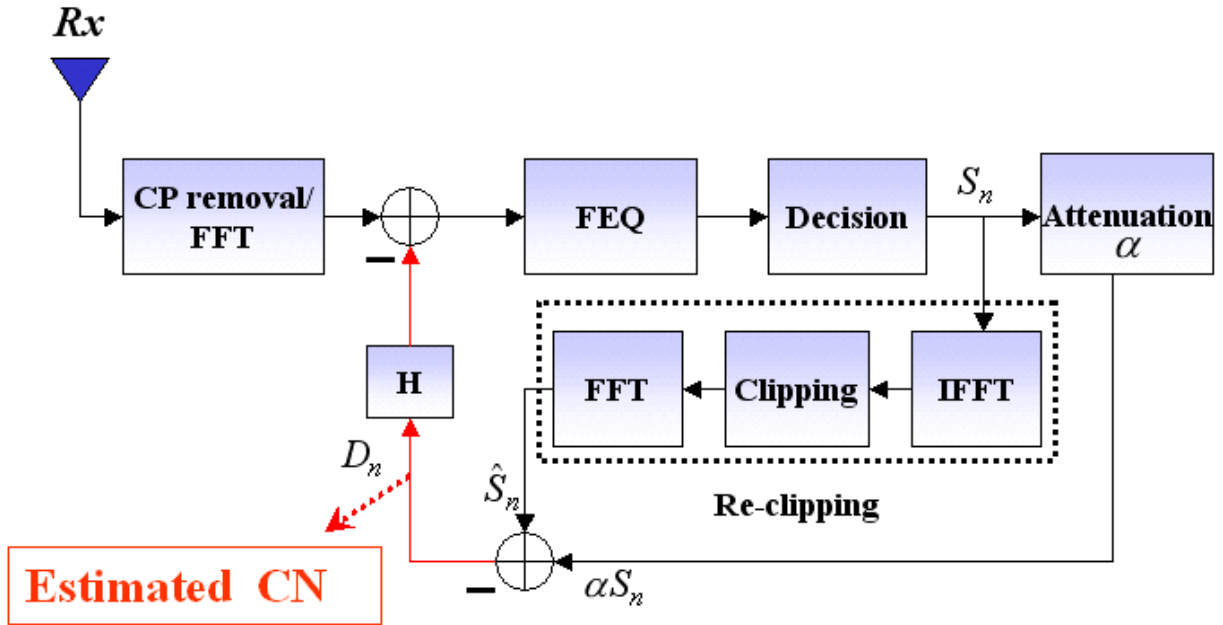


圖 3.8 應用於傳送端 Clipping 之 CNEC 流程圖

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:

$$\begin{aligned}
 Y_{l,P}^c &= \sum_n (x_{n,P} + \Delta x_P \delta_{n-m}) \exp(-jlnw), \quad w = \frac{2\pi}{N} \\
 &= Y_{l,P} + \Delta x_P \exp(-jlmw) \\
 &= Y_{l,P} + \Delta Y_P
 \end{aligned}
 \tag{3.12}$$

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 3.9):

$$\begin{aligned}
x_{m,P'} &= \frac{1}{N} \sum_k Y_{k,P'} \exp(jkwm), \quad w = \frac{2\pi}{N} \\
&= \frac{1}{N} \sum_k (Y_{k,P} + E\delta_{k-l}) \exp(jkwm) \\
&= x_{m,P} + \frac{1}{N} E \exp(jlwm) \\
&= x_{m,P} + e_m
\end{aligned} \tag{3.13}$$

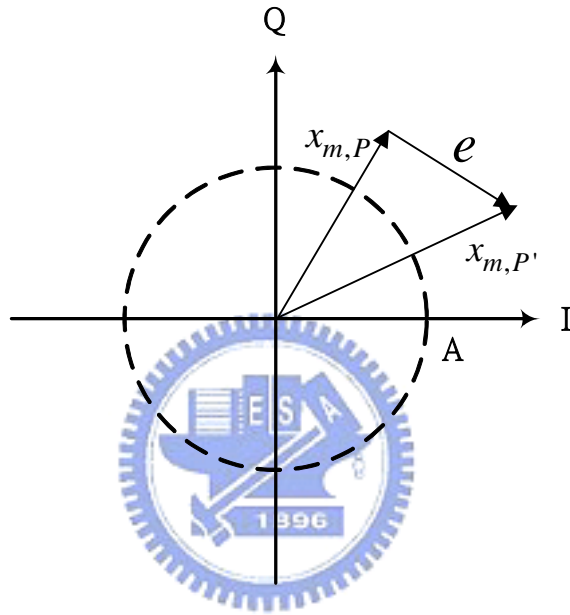


圖 3.9 錯誤決策產生之錯誤分量在時域上之表示

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

$$x_{m,P} = X \exp(j\theta), \quad x_{m,P'} = X' \exp(j\theta') \tag{3.14}$$

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：

$$\Delta x_{m,P} = (X' - A) \exp(j\theta), \quad \Delta x_{m,P'} = (X' - A) \exp(j\theta') \tag{3.15}$$

且兩者之差為:

$$\begin{aligned}
 \Delta x_{P'} - \Delta x_P &= (X - A)\exp(j\theta) - (X' - A)\exp(j\theta') \\
 &= \underbrace{X \exp(j\theta) - X' \exp(j\theta')}_{-e} + A \underbrace{[\exp(j\theta') - \exp(j\theta)]}_{\Delta e} \\
 &= -e + \Delta e
 \end{aligned} \tag{3.16}$$

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

$$\begin{aligned}
 Y_{l,P'}^c &= \sum_n (x_{n,P'} + \Delta x_P \delta_{n-m}) \exp(jlwn) \\
 &= \sum_n [x_{n,P'} + (\Delta x_P - e + \Delta e) \delta_{n-m}] \exp(-jlwn) \\
 &= \underbrace{Y_{l,P'}}_{Y_{l,P}^c} + \Delta Y_P - E + \Delta E
 \end{aligned} \tag{3.17}$$

$Y_{l,P}^c$ 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 3.10).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 3.11 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.

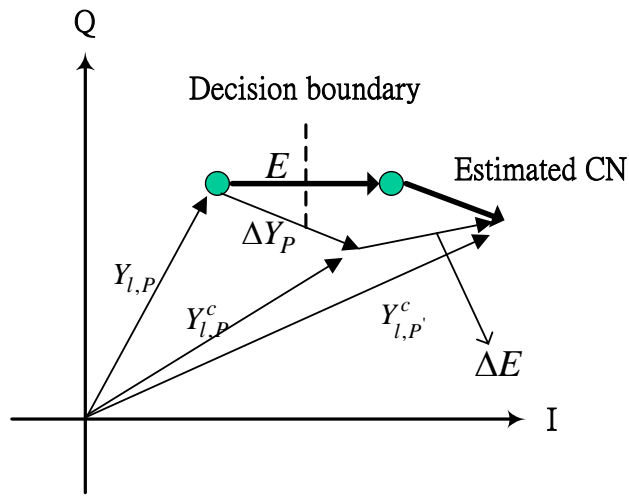


圖 3.10 CNEC 中經由決策錯誤的 tone 所估計的 CN

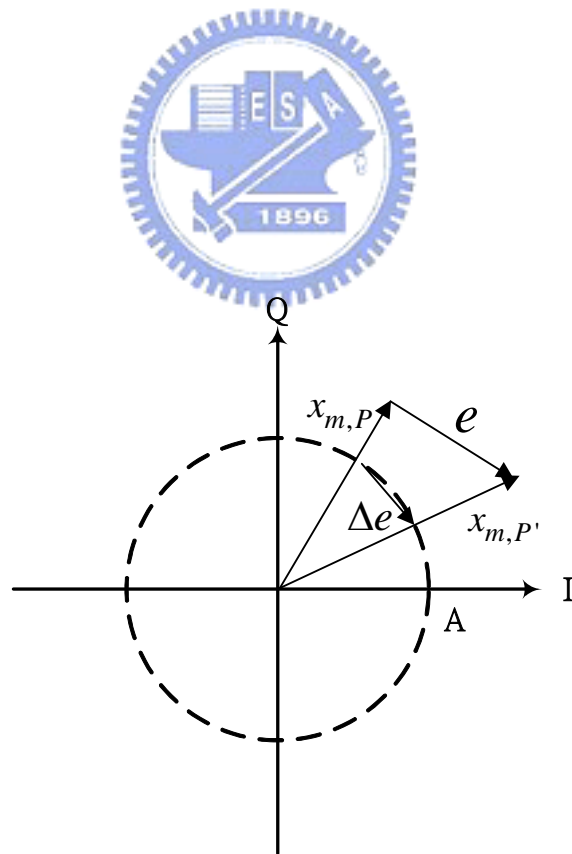


圖 3.11 CNEC 中 E 與 ΔE 具有相關性之原因

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.

3.2.4 同時於傳送端與接收端消除 Clipping Noise

由前面的討論,我們知道傳送端可以利用超頻取樣以及一個低通濾波器達到減少 CN 的效果;而接收端則是可以透過 DAR 或是 CNEC 來消除 CN 對系統的影響.在此,我們想知道,兩端是否可以同時進行來達到效果的改善.由於 DAR 與 CNEC 兩者在消除 CN 的過程皆利用決策迴受(Decision Feedback)的機制,因此若產生的 CN 大過某個程度後造成第一次的決策錯誤率相當高,如此便會發生不論經過幾次遞迴都無法改善系統的表現.但如果加入傳送端消除 CN 的機制後,我們期待在同樣的遞迴次數下,降低傳送端可以忍受的最低 CR.如此便可以更加節省傳送端 PA 所需消耗之功率.

我們以 CNEC 為例解釋如何搭配傳送端使用超頻取樣的機制來達到我們所希望的效果.回顧 CNEC 的演算過程,我們發現對於傳送端使用超頻取樣時,我們在接收端只要同樣加入超頻取樣的機制(圖 3.12)就可以正確估計出我們

需要的 CN.而且也因為 CN 在傳送端時就已經被降低若干,因此我們可以用較少的遞迴次數來達到同樣的效果.或者更進一步的我們可以將 CNEC 所能忍受的最低 CR 降低,以達到減少傳送端所需消耗之功率.

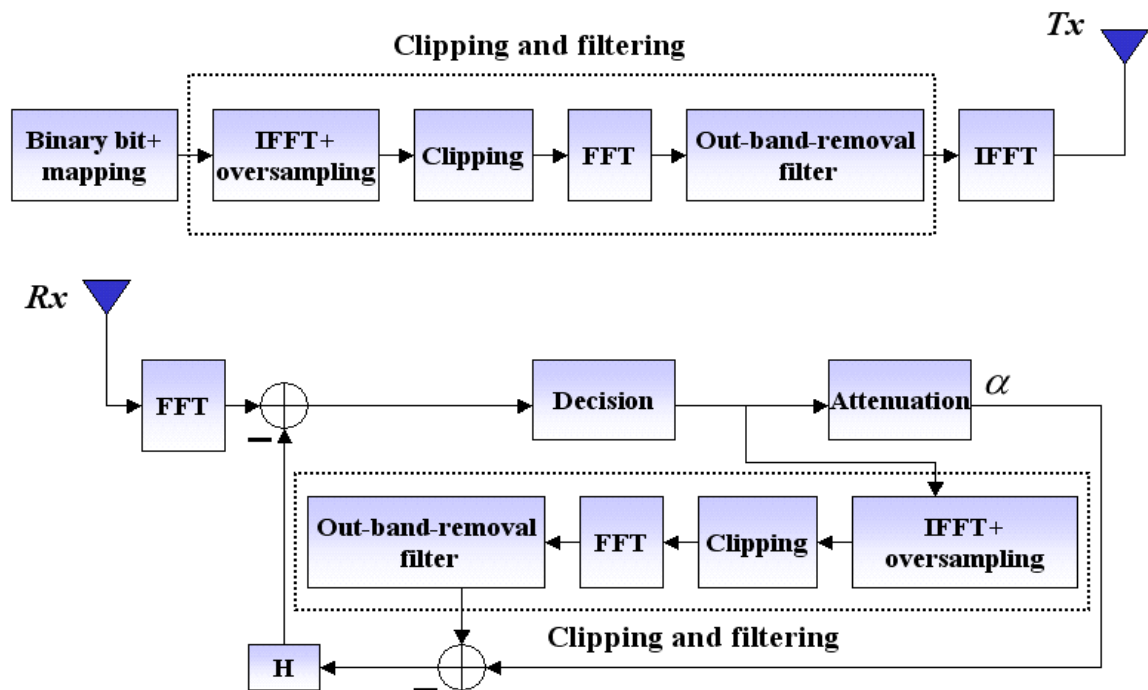


圖 3.12 CNEC 配合傳送端實施超頻取樣後作的修正

3.3 接收端產生之 Clipping Noise

現在我們考慮在接收端為了 ADC 所需的位元數而等效產生之 CN 對系統的影響(圖 3.13).相對於在傳送端所造成的 CN,接收端產生的 CN 對系統的影響會較為嚴重.主要原因在於通道頻率響應對於訊號可能會有衰減的效應,但對於在接收端才形成的 CN 則不然.

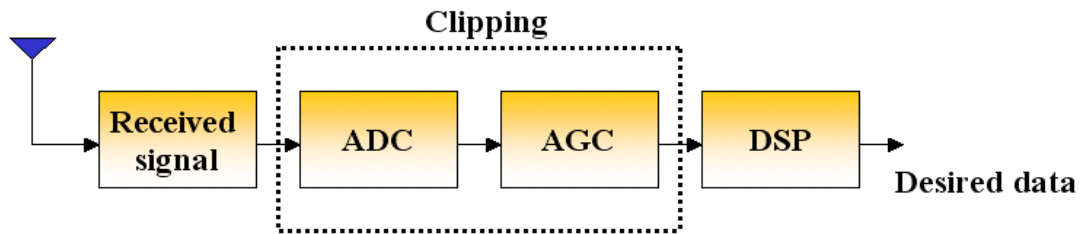


圖 3.13 接收端等效形成 Clipping

假設收到的時域訊號為:

$$z_n = h_n \otimes x_n + w_n \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (3.18)$$

所以,將 Clipping 之後的 z_n 作 FFT 可以得到:

$$\hat{Z}_n = \alpha H_n X_n + W_n + D_n \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (3.19)$$

接著作對 \hat{Z}_n 作 FEQ:

$$\hat{X}_n = X_n + \frac{W_n}{\alpha H_n} + \frac{D_n}{\alpha H_n} \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (3.20)$$

可以發現在通道響應較不理想的時候, CN 相對於訊號會有被放大的現象. 這是在傳送端 Clipping 所沒有的現象. 接著我們便想知道, 基於這樣的差異性, 先前所討論的 DAR 與 CNEC 在此否適用抑或是需要修改? 我們將在以下探討此問題.

3.3.1 修正 DAR 用於消除接收端產生之 Clipping Noise

回顧先前所介紹 DAR, \hat{y}_k 表示一個在時域上遭受 Clipping 的訊號而 \hat{x}_k 則是經過決策後在時域上的訊號. DAR 最主要的步驟在於一旦 \hat{x}_k 大於 A, 則將替 \hat{y}_k 換為 \hat{x}_k . 假如我們欲利用 DAR 來補償接收端產生的 CN 所造成之影響, 若完全按照 3.2 節所述, \hat{y}_k 在此情況下可寫為:

$$\begin{aligned}
 \hat{y}_k &= IFFT \left\{ \frac{\hat{Z}_n}{\alpha H_n} \right\} \\
 &= IFFT \left\{ \hat{X}_n + \frac{W_n}{\alpha H_n} + \frac{D_n}{\alpha H_n} \right\} \\
 &= \hat{x}_k + IFFT \left\{ \frac{W_n}{\alpha H_n} + \frac{D_n}{\alpha H_n} \right\} \quad 0 \leq n \leq N-1
 \end{aligned} \tag{3.21}$$

如此一來, 由於通道的緣故我們便無法得知在時域上經過 Clipping 之後的訊號以及其上所附掛的 CN. 因此我們必須作一些修正. 我們將收到的訊號移除 CP 後直接存入暫存器中, 此即我們所需要的 \hat{y}_k . 換句話說, 我們將(3.19)式中的

$H_n X_n$ 視為同一項而進行決策, 而 D_n 則是附掛其上的 CN. 最後再將 H_n 除掉即

是我們需要的資訊.至於決策後的資料我們必須再乘以通道的頻率響應後再透過 IFFT 轉至時域中得到 \hat{x}_k ,接著與 A 比較以決定其是否需要被替換至暫存器中.而整個修正後之 DAR 流程則是如圖 3.14.

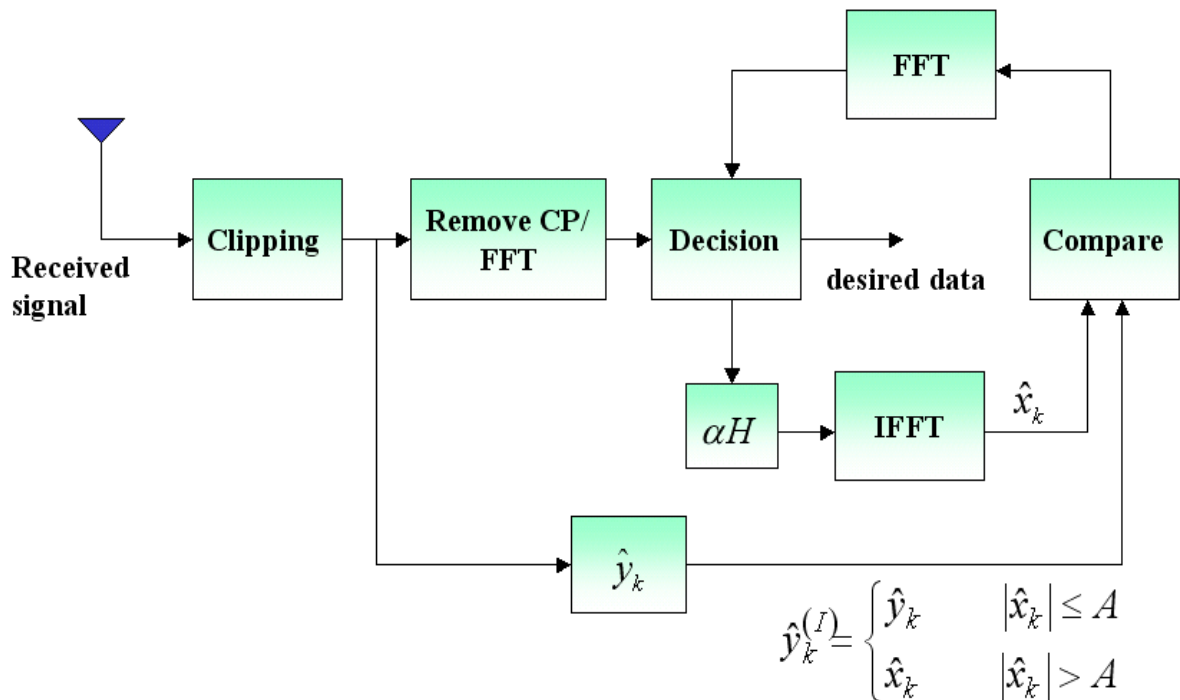


圖 3.14 應用於接收端 Clipping 之 DAR 流程圖

3.3.2 修正 CNEC 用於消除接收端產生之 Clipping Noise

CNEC 的觀念在於 CN 為一可複製之雜訊.本著此概念,我們在複製 CN 的時候必須盡量去還原發生 Clipping 時的環境.因此,對於補償接收端產生的 CN 所造成的影響;我們對於 3.2 節中所介紹之 CNEC 有所修正.主要是對於決策後的資料我們必須加入通道的影響後再進行 CN 的複製.而複製出的 D_n 則是不需要再乘以通道頻率響應,直接將其扣除即可.整個修正後的 CNEC 流程如圖 3.15

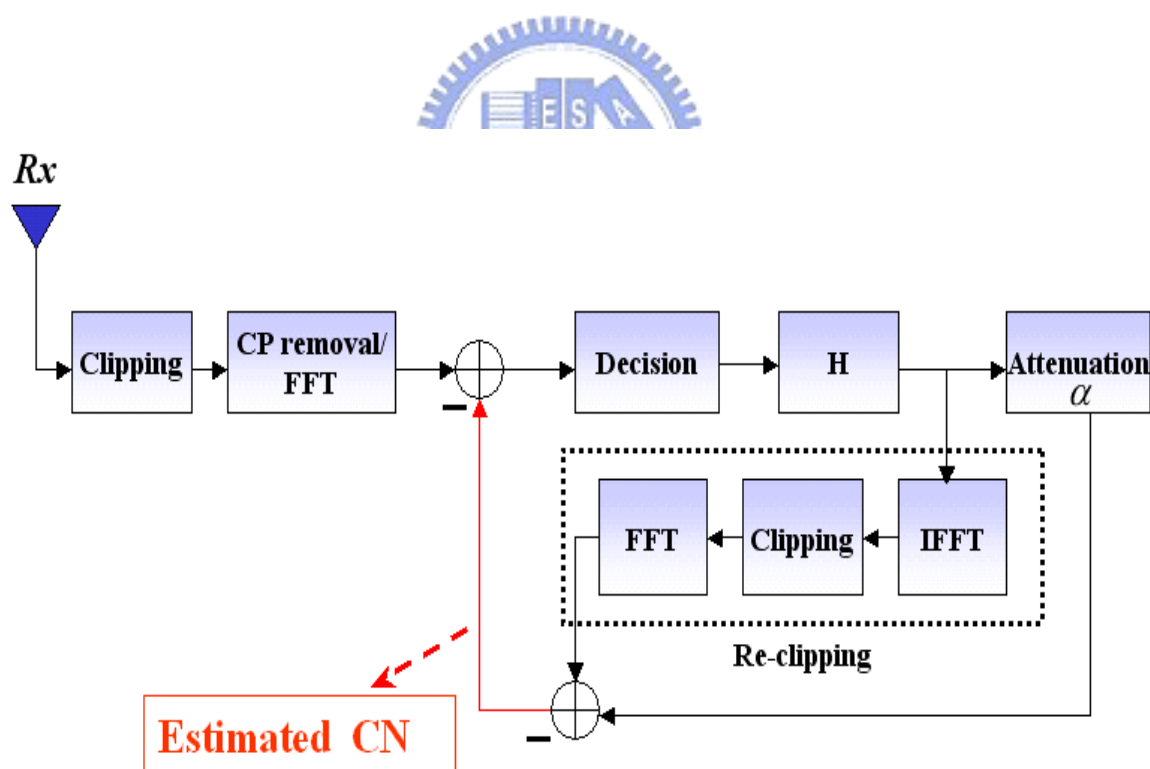


圖 3.15 應用於接收端 Clipping 之 CNEC 流程圖

第四章

DVB-T 系統中消除 Clipping Noise

在第三章中所介紹的補償方式都是假設符元同步,頻率偏移補償以及通道估計為完美的情況.而現在我們就以上三者逐一討論其對於 CN 消除方法之影響.主要想了解 CN 對於接收端估計此三個參數準確性之影響程度;而在這些影響之下,DAR 與 CNEC 是否還可以有效的運作.

此外,由於 DAR 與 CNEC 兩個演算法在處理過程需要利用 CR 參數.然而,在接收端此參數可能為未知.因此,我們也針對這個參數提出了一個可以準確估計的方法,以符實際上之操作環境.

4.1 符元同步

符元同步決定了 FFT window 的起始點.如果起始點估測不準,FFT 之後的訊號便會失真.而估不準的情況可以分為兩種.第一種是估計出來的起始點較正確位置為先,第二種則是估計出來的起點落在正確位置之後.兩者對之後數位信號處理的影響有很大的差別.原因就在於 CP 的特性.在第一種情況中,起始點會落在 CP 之內,這並無妨,因為 CP 為該訊框後半段的重複訊號,FFT 之後的結果僅會造成相位的偏移.但偏移的相位可在通道估計的時候予以補償.第二種情況就不同,若估測的起始點落在正確位置之後,那麼整個 FFT window 將會

選取到下一個訊框的訊號,這會造成嚴重的 ISI (Inter-symbol Interference).

4.1.1 最大相似性估計子(Maximum-likelihood Estimator)

我們先考慮最為簡單的方法,也就是利用 CP 與該符元後段部分的相關性來找出 FFT window 起始點的位置[8].同時我們考慮 CN 對此方法的影響程度.

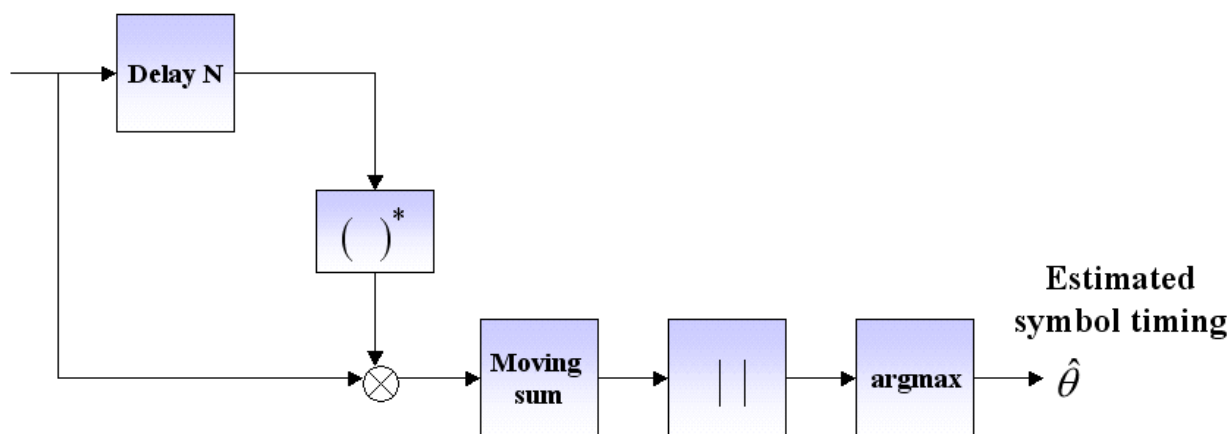


圖 4.1 符元同步估計方塊圖

以數學式表示 $\hat{\theta}$:

$$\hat{\theta}(m) = \max_m \sum_{k=m}^{m+L-1} r(k)r^*(k+N) \quad (4.1)$$

其中, N 則是 FFT window 的長度.而 m 則是起始點的可能估計值.至於 L 則是一個長度小於 CP 的數字.L 的長度越長,越能夠減低 CN 或是 AWGN 對估計結

果的影響.而在此我們設定 L 為 CP 長度,以達到較佳的估計結果.同時為了避免 ICI 的發生,我們希望即使在估計不準確的情況下,得到的位置是往前偏移而非往後,也就是之前所說的第一種情況.所以通常我們會將估測位置刻意往前挪數個取樣點的位置,以確保不會有 ISI 的影響.

4.1.2 Clipping Noise 對符元同步之影響

在不考慮 CN 的影響下,ML 演算法可以有相當不錯的估計效果.為了測試其對 CN 的敏感性,我們考慮在 $CR=5$ dB 的情況下評估此方法是否還可有效的估計 FFT window 之起始點.經由模擬結果發現,CN 的確會對同步造成影響,但不是很嚴重.主要是因為 ML 是根據 CP 與該符元後段的重複特性有關.換言之,在 Nyquist 取樣速度之情況下所製造出來的 CN 彼此之間並沒有相關性,因此對於此方法的影響並不嚴重.大致上 ML 仍可以估測到正確的起始點,但與不考慮 CN 的情況比較,發生估計錯誤的機率仍會變大.但這個現象我們可將估測出來的起始點往前挪移數個位置,以確保不會因為 CN 的影響讓 FFT window 的起始點落在 CP 之後.在我們的模擬中,是將估計值往前移 25 個取樣位置.以 DVB-T 規格中的 2k 模式,CP 最長可以達到 512 個取樣點.因此 25 個平移量相對 CP 長度來說並不算很多.當然,我們可以使用更為精確的演算法來估計 m 的最大值,但這同時會增加系統的複雜度.

4.2 頻率偏移估計與補償

由於 OFDM 中,每個子載波排列的相當緊密.因此對於傳送端與接收端之間的頻率偏移相當敏感.我們同樣先考慮較為簡單的方法,利用兩段重複的訊號來估計頻率偏移.在 DVB-T 中,我們同樣可以利用 CP 的特性來實現頻率偏移估計[9].

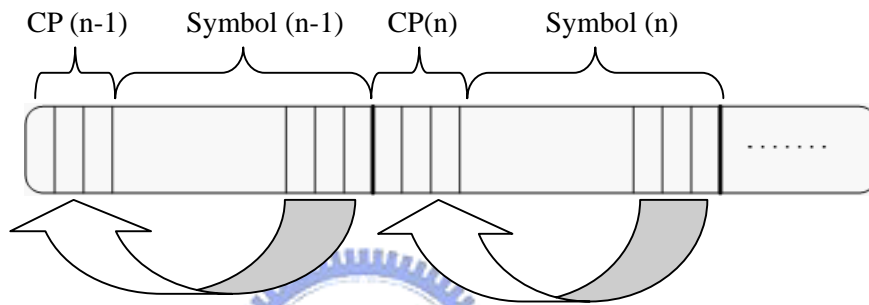


圖 4.2 頻率偏移估計示意圖

如圖 4.2 所示,利用先前符元同步估計出來的 FFT window 起始點來決定 CP 的位置.例如,我們可以先將位於第 $n-1$ 個符元前的 CP 存起來,記為 r_n ,然後延遲 N 個取樣時間,以找到在第 $n-1$ 個符元中與 CP 重複的部分,記為 r_{n+N}^* .然後根據

(4.2)求得評估值 z :

$$\begin{aligned}
 z &= \sum_{n=0}^{L-1} r_n r_{n+N}^* \\
 &= \sum_{n=0}^{L-1} s_n \exp(j2\pi(\Delta f)nT_d) (s_{n+N} \exp(j2\pi(\Delta f)(n+N)T_d))^* \\
 &= \sum_{n=0}^{L-1} s_n s_{n+N}^* \exp(j2\pi(\Delta f)nT_d) \exp(-j2\pi(\Delta f)(n+N)T_d) \\
 &= \exp(-j2\pi(\Delta f)NT_d) \sum_{n=0}^{L-1} |s_n|^2
 \end{aligned} \tag{4.2}$$

其中, N 是 FFT 的長度, T_d 是取樣頻率的倒數, 而 Δf 是接收端所看到的頻率偏移量, 也就是我們所要估計的值. 很明顯地, z 包含了我們要的資訊, 也就是:

$$\hat{\Delta f} = -\frac{1}{2\pi NT_d} \angle z$$

這個方法大致上可以估計初頻率偏移. 但由於以上我們是以 CP 當作參考資訊, 但 CP 中前面的數個取樣值會因為通道的關係而被上一個符元所干擾, 造成頻率偏移估計的誤差. 假定 $\Delta f = 500\text{Hz}$, 只要 $|\hat{\Delta f} - \Delta f| > 5\text{Hz}$ 則錯誤率便會非常不理想. 為了解決這個問題, 我對於 L 的範圍作了一些修正. 捨棄 CP 前面一部份的資訊, 僅使用 CP 中後段較為可靠的資訊來估計頻率偏移. 如此一來便可以大量降低來自前一個訊框的干擾. 不過如此一來, 平均雜訊的效果會降低. 因此 L 不能取太短, 而在後面的模擬中, 我是採用 CP 的後面 3/4 為我的參考資訊.

同樣的, 我們接著討論 CN 對於這個方法所造成的影響. 其實, 從數學式便可以看出這個方法與符元同步估計有著類似的演算過程, 也就是利用累加的方式. 而這樣可以降低雜訊的影響程度, 其中當然包括 CN 的影響. 更詳細的說明, 因為 CN 當中的亂數部分 (D_n) 可以被視為與 AWGN 相同性質的雜訊, 因此這部分可以經由平均 $(3/4) * \text{CP}$ 長度的動作來消除. 至於 CN 當中的常數部分 (α) 則不會構成影響. 因為在估計 Δf 的時候我們並不理會 $|z|$ 的大小, 而是取 z 的相位部分. 所以這也就是為何這個方法對於 CN 有不錯的抵抗效果.

4.3 通道估計

通道估計在 DAR 與 CNEC 中扮演相當重要的角色.因為這兩個方法都需要使用通道的資訊.而且每一次決策結果的正確性也與通道估計的準確度有極大的相依性.因此,我們額外重視 CN 對於通道估計的影響.

4.3.1 使用 scattered pilots 估計通道頻率響應

一開始我們採用較為簡單的 Least Squares (LS)演算法[10].利用 pilot tones 在接收端為已知的特性搭配內插法來估計完整的通道資訊.在這裡我們使用 DVB-T 中的 scattered pilot 來估計通道. Scattered pilot 每隔四個符元便會重複一次所在的位置.所以我們一次收集四個符元,可以得到通道在 1,4,7...,1705 這些位置上的資訊.然後利用內插法(Cubic)估計出中間空白的值(圖 4.3).

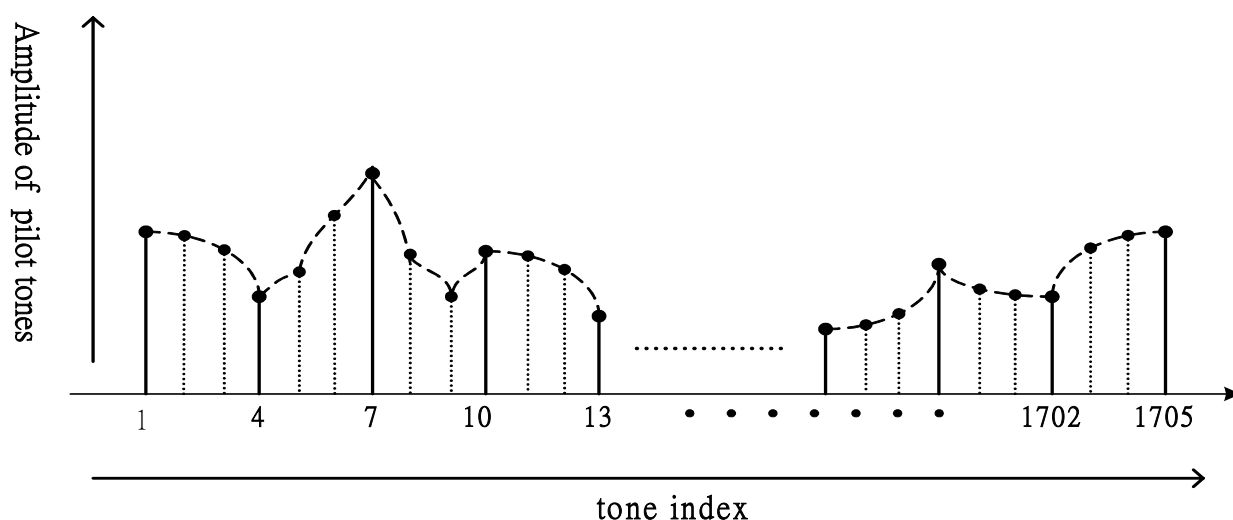


圖 4.3 利用內插法估計完整的通道頻率響應

4.3.2 Clipping Noise 對通道估計之影響

DVB-T 中的 scattered pilots 是根據第二章所介紹之 PRBS 所產生的數值調變.如此可降低 pilot tones 的 PAPR.間接可以避免每個符元在經過 IFFT 之後發生 Clipping 的位置都相同.這個概念也暗示我們在估計通道的時候,可以利用平均數個接收到的符元來將消除 CN 中 D 的部分.

為了簡化問題的描述,我們先假設通道在完成通道估計之前是不會改變.完整的流程可歸納如下:

(1) 把 s 個經過 FFT 之後的符元(Z_0, Z_1, \dots, Z_s)先存入暫存器中.其中, s 必須是為

4 的倍數.這裡我們設定 $s = 12$.也就是利用 12 個符元來估計通道.

(2) 將上述 12 個符元分成 4 組: $\{Z_1, Z_5, Z_9\}, \{Z_2, Z_6, Z_{10}\}, \{Z_3, Z_7, Z_{11}\}, \{Z_4, Z_8, Z_{12}\}$.每一

組代表的是相同的 pilot tones.如此便可以針對每一組進行平均.得到:

$$R_1, R_2, R_3, R_4.$$

(3) 由於 pilot tones 是已知,因此我們將 R_i 分別除以 pilot tones,以得到通道響應:

$$H'_i = \frac{R_i}{P_i}$$

(4) 依照 H'_i 的位置依序排列成一個向量.此向量有值(非零)的位置為 $1+3n$ (n 為

小於 569 之正整數).剩下的部分則由內插(我們使用 Cubic)的方法來決定.

4.4 Clipping Ratio 之估計

從以上的討論,可以發現不論是在接收端進行 DAR 或 CNEC,以及估計通道的時候,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.

4.4.1 Clipping Noise 與訊號功率比值(CNSR)

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. 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 3.1.1, 遭受 Clipping 的 tones 可表示為:

$$\hat{S}_n = \alpha S_n + D_n \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (4.3)$$

而其 Clipping 前後的功率關係則是可表示為:

$$P_{after} = \left(1 - e^{-\gamma^2}\right) P_{before} \quad (4.4)$$

根據(4.3)與(4.4),我們就可以推導出 CNSR 的理論值. 首先,接收到的訊號記為:

$$Y_n = H_n \hat{S}_n = H_n (\alpha S_n + D_n) \quad (4.5)$$

所以,接收到的訊號功率為:

$$P_{Y_n} = H_n^2 \alpha^2 P_{S_n} + H_n^2 P_{D_n} \quad (4.6)$$

又根據(4.4),經過通道後的訊號亦可寫為

$$P_{received} = H^2 \left(1 - e^{-\gamma^2}\right) P_{before} \quad (4.7)$$

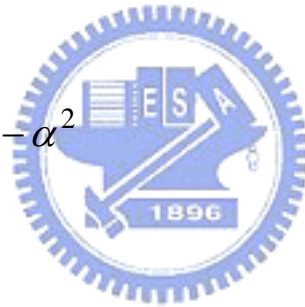
透過(4.6)與(4.7)我們便可以得到關係式(4.8),亦即我們用以建表的 CNSR 理論值:

$$\frac{P_{D_n}}{P_{S_n}} = 1 - e^{-\gamma^2} - \alpha^2 \quad (4.8)$$

在通道響應已知的情況下,此法足以有效的在接收端估計 CR 的大小.而由於我們是利用許多 tones 來估計此比值,因此這裡的 P_{S_n} 在實際上我們會使用一個較長期觀察的平均傳輸功率來實現,而 P_{D_n} 亦是用多個 tones 上的 CN 平均功率.

所以(4.8)可以寫為:

$$\frac{P_D}{P_S} = 1 - e^{-\gamma^2} - \alpha^2 \quad (4.9)$$



4.4.2 利用 pilots 及 CNSR 查表估計 Clipping Ratio

我們欲使用 pilot tones 的統計特性搭配前面介紹的方法以估計 CR 值.使用 pilot tones 的好處在於 pilot 為已知訊號,不需要經過決策過程.如此可以降低估計 CR 值的不準確性.假設接收端所看到的 pilot tones 為:

$$Y_m = H_m \hat{S}_m = H_m (\alpha S_m + D_m), \quad m = \text{pilot tone index}$$

利用 4.3.2 中介紹的 LS 演算法所估計出來的 αH , 以及 pilot tones 為已知的觀念,可以得到 $H_m D_m$ 為:

$$H_m D_m = Y_m - \alpha H_m S_m \quad (4.10)$$

但我們無法得知 H , 因為之前通道估計所得到的資訊為 αH . 也就是說, 我們無法在接收端量得 P_{D_m} 的值, 進而造成無法使用(4.9)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:

$$\beta \triangleq \frac{H_m D_m}{(\alpha H_m)} = \frac{D_m}{\alpha} = \frac{Y_m - \alpha H_m S_m}{(\alpha H_m)} \quad (4.11)$$

換句話說, 在無法求得 P_{D_m} 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_m . 與實際的 D_m 相差了一個常數 α . 所以, β 的功率與 D_m 的功率之間的關係可以寫成(4.11):

$$P_{D_m} = \alpha^2 \sigma_\beta^2 \quad (4.12)$$

我們可以得到的是 σ_β^2 而非 P_{D_m} , 所以我們將(4.12)代入(4.9)中, 以建立一個較符合實際情況的 CNSR:

$$\frac{\sigma_\beta^2}{P_S} = \frac{1 - e^{-\gamma^2} - \alpha^2}{\alpha^2} \quad (4.13)$$

藉由(4.13)所建立的表以及 σ_β^2 與 P_S 之間的統計關係, 我們便可以在接收端準確估計 CR. 同樣的 σ_β^2 在此我們也是以 m 個 pilot tones 上的 CN 平均功率來計算, 因此 m 的數量越大, 所得到的統計特性會越客觀, 結果亦較為準確. 但由於先前我們忽略了通道雜訊對 CR 估計的影響. 在考慮通道雜訊的情況下, 接收端會將通道雜訊視為 CN 的一部份, 使得統計出來的 CN 功率會較大, 進而讓 CR 的估測值偏低. 這個現象在 SNR 較低時會比較明顯. 針對這個問題, 我們建議使用下面的方法來估計通道雜訊並且在計算 CR 的時候予以扣除.

4.4.3 通道雜訊對於接收端估計 Clipping Ratio 之影響

在上述方法中我們忽略通道雜訊的影響.而在實際環境中,通道雜訊確實會影響 CR 估計的結果.因為基本上,在計算 CSNR 的時候,通道雜訊會被視為 CN 的一部份,導致接收端等效看到的 CN 變大,造成 CR 值會被低估.因此在 SNR 較低的時候有必要將通道雜訊的因素去除.而在 DVB-T 中,我們可以利用 zero-tones 來估計通道雜訊(圖 4.4).我們在傳送訊號之前,多作一次 FFT/IFFT . 之後將原本為 zero tone 的部分再重新置入 0 .如此,接收到訊後之後,根據計算 zero-tone 上的雜訊功率,便可以約略統計出 SNR 的大小.若使用此方法,我們在計算 CNSR 的時候也必須同時作修正.假定 AWGN 與 CN 在頻譜上都是均勻分布.而使用查表法時,必須將 CN 的功率扣除先前所估算出的通道雜訊功率以得到更為精確的 CNSR.

但由於 CN 對於高階調變(16-QAM 或 64-QAM)影響較大,而高階調變本身所需要的訊雜比本來就比較高,造成此時通道雜訊的影響遠低於 CN .基於以上理由,我們在之後的討論並沒有加入通道雜訊的估計.最後的模擬結果亦顯示使用高階調變時,通道雜訊對於 CR 估計的影響足以被忽略.

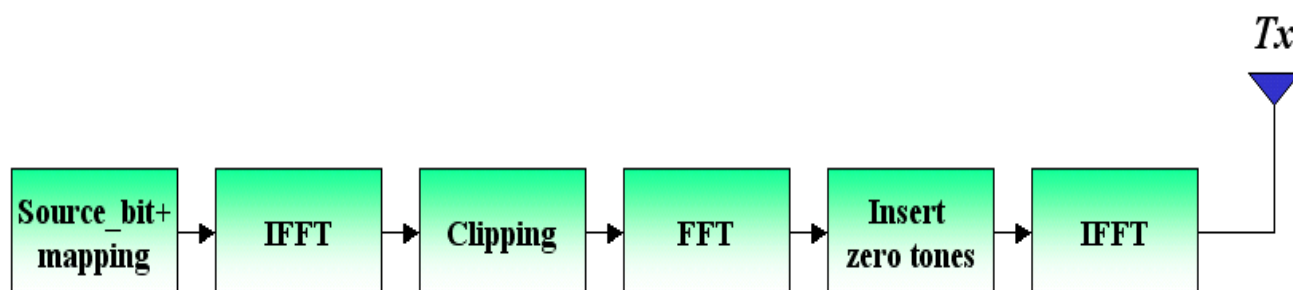


圖 4.4 估計通道雜訊的傳送端架構方塊圖

4.5 利用遞迴方式估計通道頻率響應

在克服前述問題之後,我們試圖在這些非理想效應之下處理傳送端以及接收端兩造產生的 CN 對系統的影響.對於接收端產生之 CN,我們依舊使用 DAR 與 CNEC 兩種方法.不同於之前的是,在兩者的演算過程中,通道響應與頻率偏移以及同步乃至於 CR 值都是採用前述介紹之方法來估計.而所有參數估計的角色如圖 4.5.至於接收端產生的 CN 則不需要估計 CR,但是 DAR 與 CNEC 需要如前面所述作流程上的修正,其接收端系統架構如圖 4.6

對於接收端產生之 Clipping 對於系統影響較嚴重的問題,我們發現最主要是由於 CN 在經過 FEQ 之後會被放大.此現象進而影響通道估計的準確性.對此,我們建議通道估計採遞迴之方式.亦即在 DAR 或 CNEC 的過程中,針對通道頻率響應也同時作微調的動作.其概念如下:

- (1) DAR:由於經過 DAR 後所產生的符元,其上的 CN 成分會較小.因此可以分擔 scattered pilots 上的 CN.經過這樣的程序,每次遞迴之後,位於 scattered pilots 上的 CN 會逐漸減少.因此通道估計會越來越準確.
- (2) CNEC:我們利用 CNEC 估計出位於 scattered pilots 上面的 CN,再予以扣除.使經過數次之遞迴後,通道估計會更加準確.

以上的概念其實只是再一次利用 DAR 與 CNEC 的特性來幫助得到準確的通道頻響應.而若使用遞迴方式來估計通道頻率響應,圖 4.5 以及圖 4.6 的架構則必須修正如圖 4.7 以及圖 4.8.

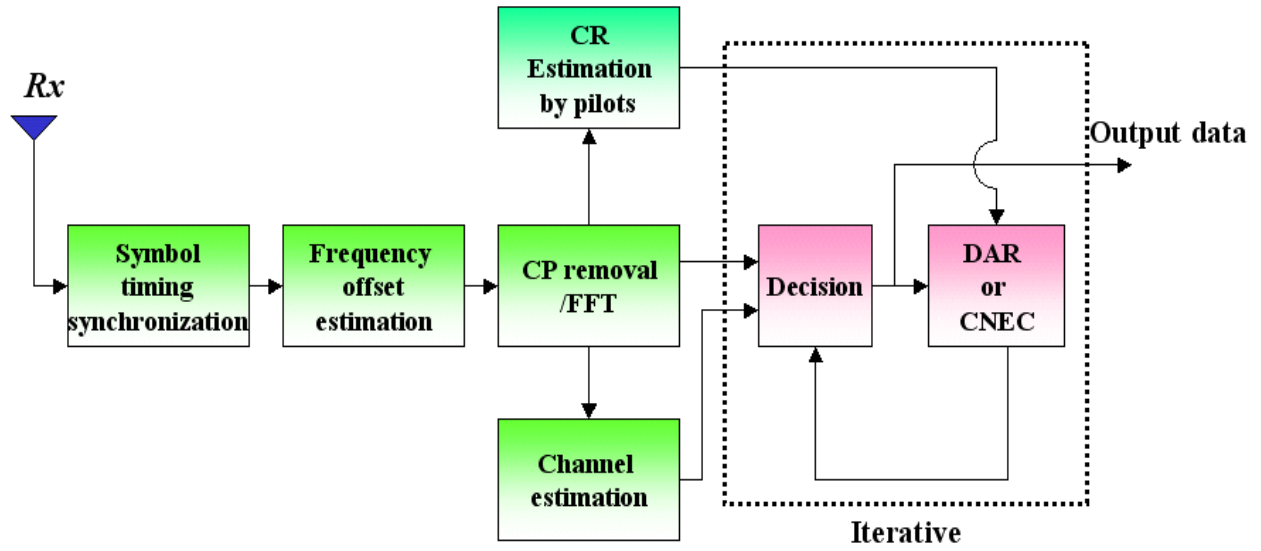


圖 4.5 DVB-T 中對於消除傳送端產生之 CN 接收端系統架構

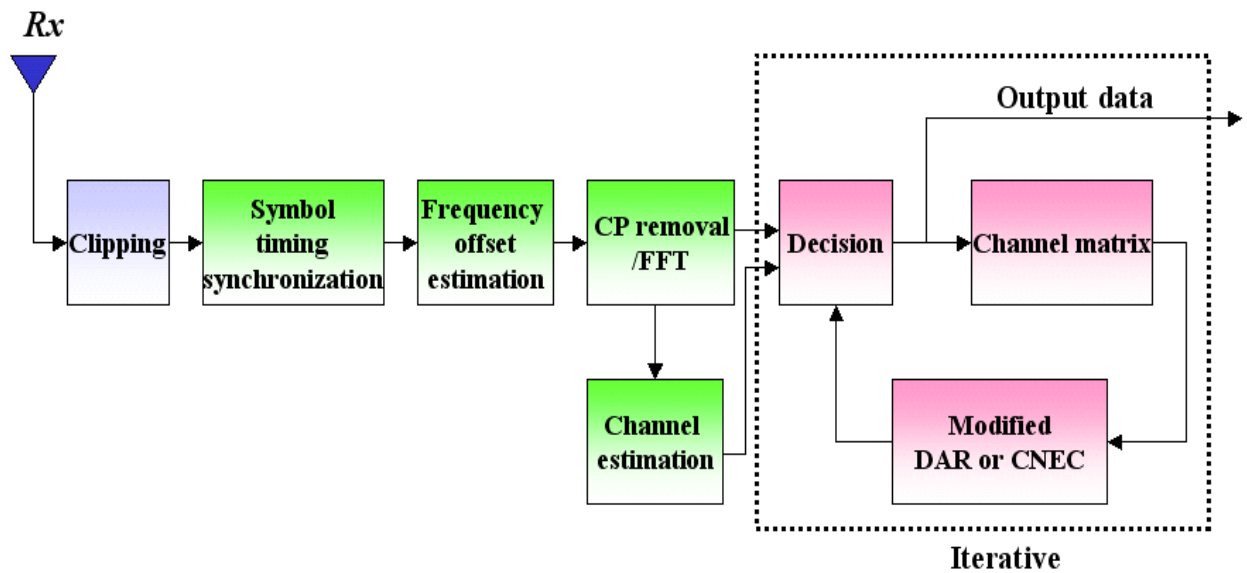


圖 4.6 DVB-T 中對於消除接收端產生之 CN 系統架構

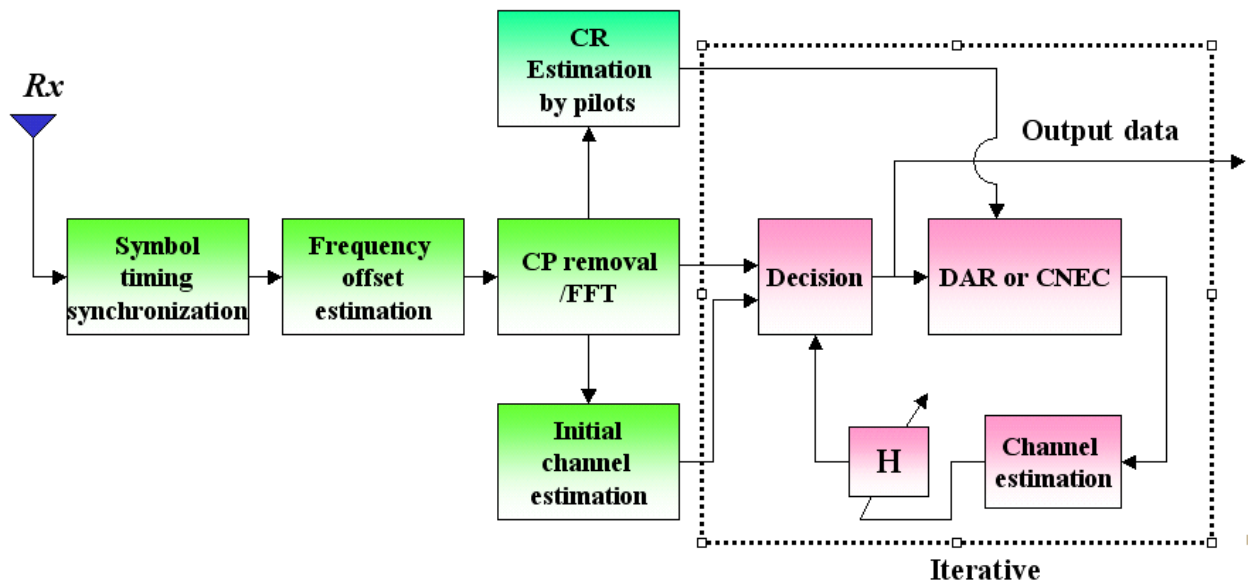


圖 4.7 DVB-T 中使用遞迴通道估計對於消除傳送端產生之 CN 接收端系統架構

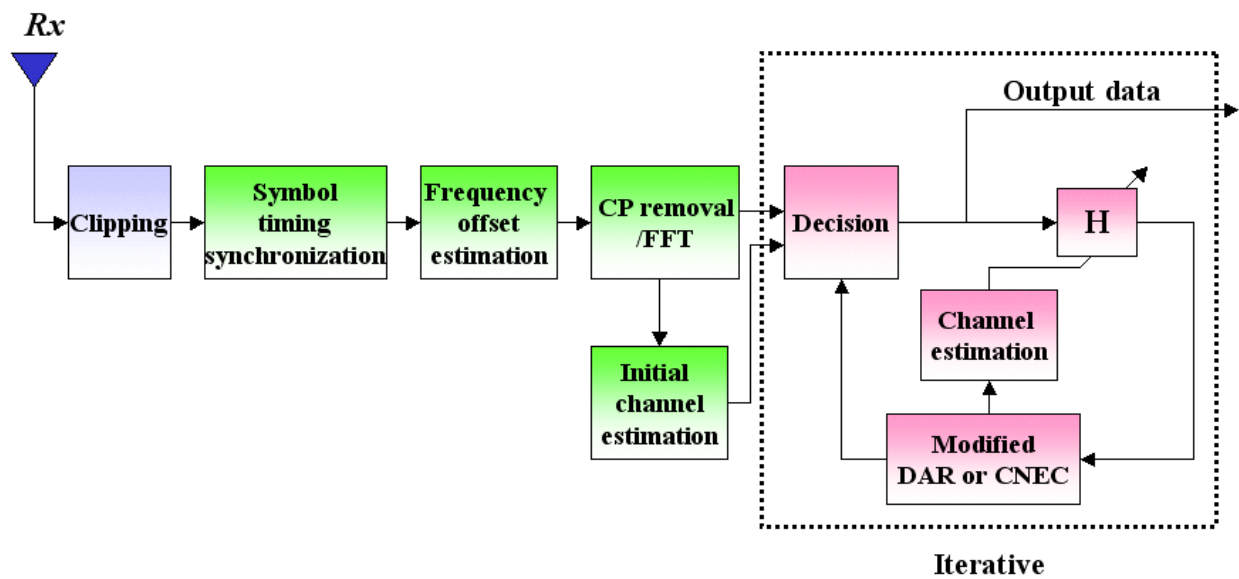


圖 4.8 DVB-T 中使用遞迴通道估計對於消除接收端產生之 CN 系統架構

第五章

模擬結果

5.1 通道參數以及訊雜比

在以下的模擬中,我們使用的通道參數如表 5.1.此通道在頻譜上具數個大小響應相當低的點(圖 5.1),這些點中最小的功率比通道的平均功率低約 23dB,這也使得在高階調變時所需要之 SNR 相對提高.其次,我們採以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之比值(dB)作為 SNR 的定義.而錯誤率則是以每個 tone 上所載的調變後的子符元(Sub-symbol)為單元定義子符元錯誤率(SER).假設一個 OFDM 符元有 N 個 tones ,而其中有 n 個 tones 所搭載的子符元決策錯誤,則 $SER=(n/N)$.我們並未加入編碼以及解碼的過程,而是在接收端針對接收訊號逕予實施 Hard Decision.

表 5.1 電腦模擬使用之通道參數

Tap	delay (us)	tap coeff.
h ₀	0.0	0.405
h ₁	0.4	0.541
h ₂	1.0	0.383
h ₃	1.6	0.307
h ₄	5.0	0.430
h ₅	6.6	0.342

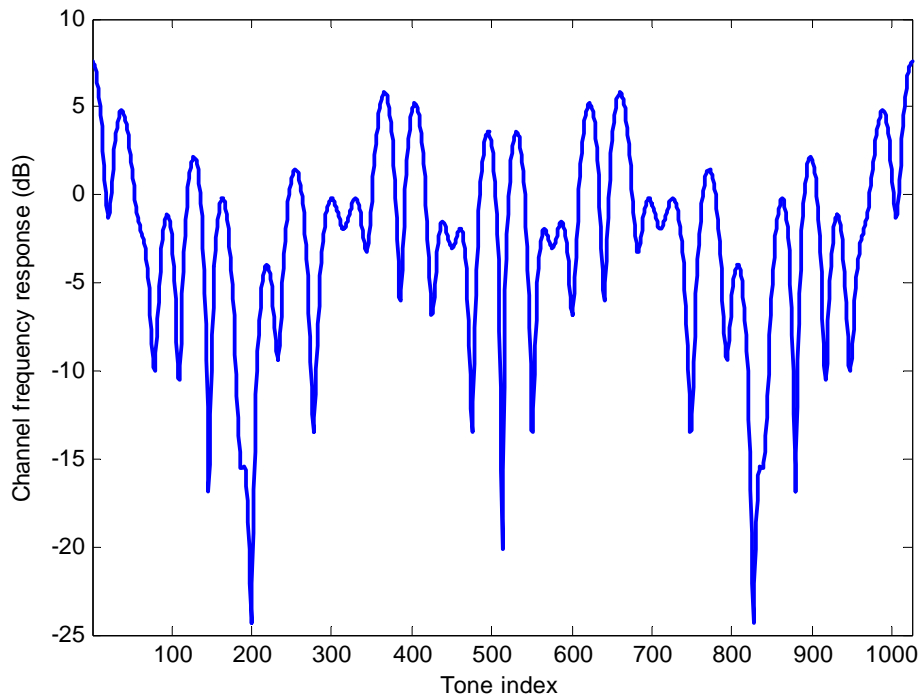


圖 5.1 電腦模擬使用之通道頻率響應



此外,我們另外將以下模擬較常用到的參數定義如下:

N = FFT size

I = Number of iteration

J = Oversampling factor

$$CR \triangleq \frac{\text{Clipping threshold (A)}}{\sqrt{\text{average power of signal after IFFT}}}$$

5.2 數值結果

5.2.1 通道模型參數已知

首先我們假設通道響應在接收端為已知,同步以及頻率偏移估計為完美的情況,且對於傳送端發生之 Clipping,CR 在接收端亦為已知.而此部份之模擬主要可分為 AWGN 以及 ISI 通道兩個情況.

A. AWGN Channel

圖 5.2 是對於傳送端之 Clipping 比較不同的 CR 值對系統的影響程度.我們可以發現隨著 CR 越低,表示遭受 Clipping 的訊號越多.系統表現亦越差,所以當 SNR 增加時,考慮 Clipping 的 SER 並不會隨著下降.因為此時主宰系統表現的為 CN.

圖 5.3 則是比較傳送端施以超頻取樣對於傳送端產生之 CN 消除的成效可以發現 $J=2$ 與 $J=4$ 以及 $J=8$ 的效果很接近.主要是因為超頻取樣後的訊號經過 Clipping 再轉至頻域中會有一大部分的 CN 集中在低頻區域.因此改善程度在 2 倍超頻取樣即已達到飽和.

圖 5.4 是 DAR 對於消除傳送端產生之 CN 的模擬結果.我們假設 CR 在接收端為已知.首先,在經過兩次遞迴後,錯誤率便相當接近沒有 Clipping 的情況.此外,我們刻意思考比較不同的 N 對於 DAR 表現的影響.發現 N 越大, DAR 的效果越佳.主要是因為當 N 越大,IFFT 後的訊號會越接近高斯分布的統計特性,使得高峯值訊號的比例增加,而這類的訊號在 DAR 第四步驟中是屬於振幅較容易回復的.因此較大的 N 對於 DAR 效果有較好的影響.

圖 5.5 以及圖 5.6 分別為 DAR 以及 CNEC 在不同的遞迴次數對於傳送端產生之 CN 消除效果. CR 在此假設接收端已知.我們發現兩種方法在 $I=2$ 時都已相當接近沒有 Clipping 的情況,惟 DAR 效果會如同第三章所討論的略遜於 CNEC.

圖 5.7 比較傳送端有無使用超頻取樣對於接收端使用 CNEC 的影響.我們刻意取較低的 $CR=3\text{dB}$.發現若不使用超頻取樣以及低通濾波器, CNEC 不論經過幾次的遞迴都無法將錯誤率降低至沒有 Clipping 的情況.而若使用超頻取樣,則 CNEC 在 $CR=3\text{dB}$ 時仍可以將訊號還原.



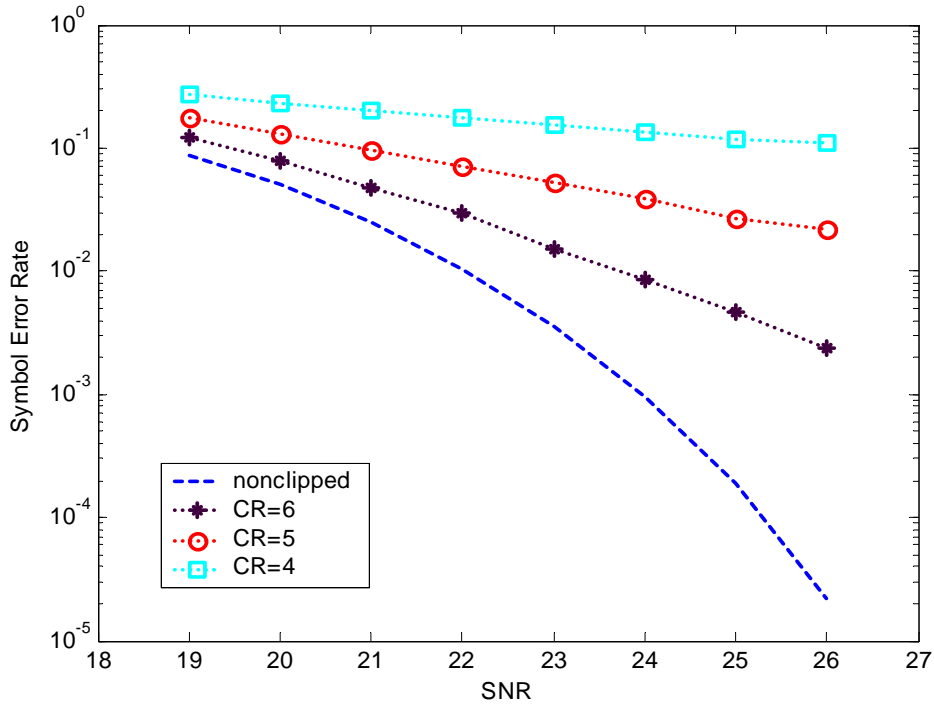


圖 5.2 傳送端在不同的 CR 中所產生之 CN 對於系統之影響
($N=1024$, 64-QAM, AWGN)

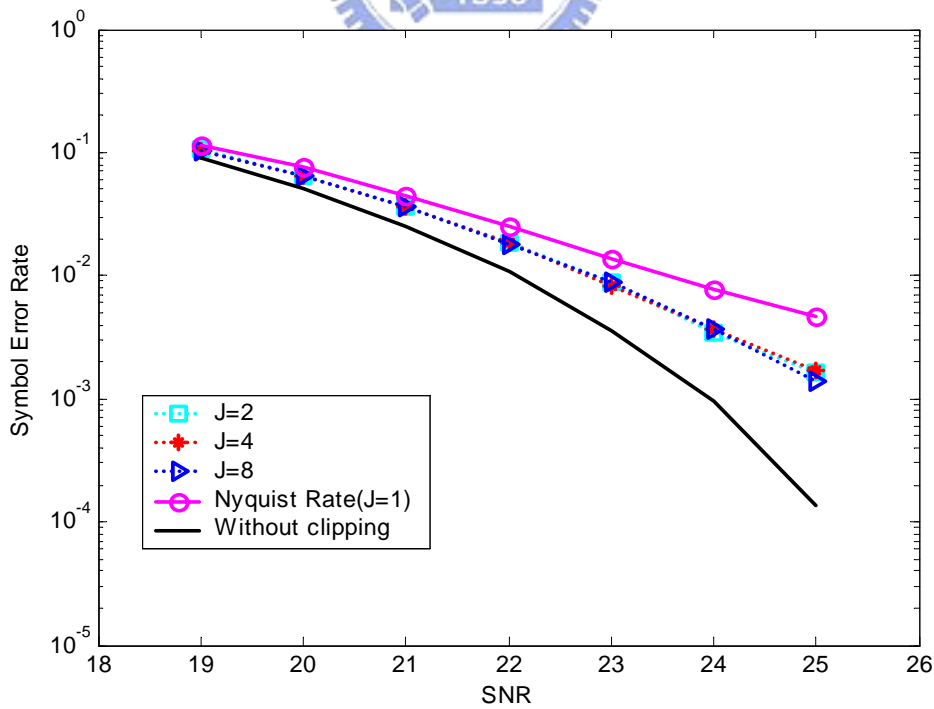


圖 5.3 不同超頻取樣倍數對於降低傳送端產生之 CN 之效果
($CR=6\text{dB}$, $N=256$, 64-QAM, AWGN)

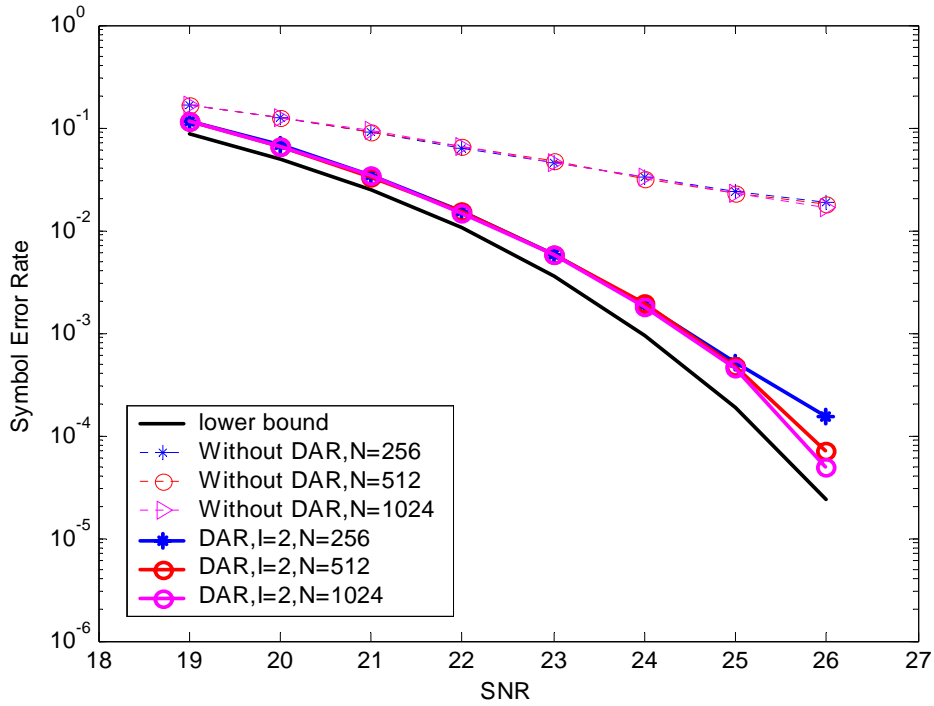


圖 5.4 不同的 N 對於 DAR 降低傳送端產生之 CN 的效果影響
($CR=5\text{dB}$, $l=2$, 64-QAM, AWGN)

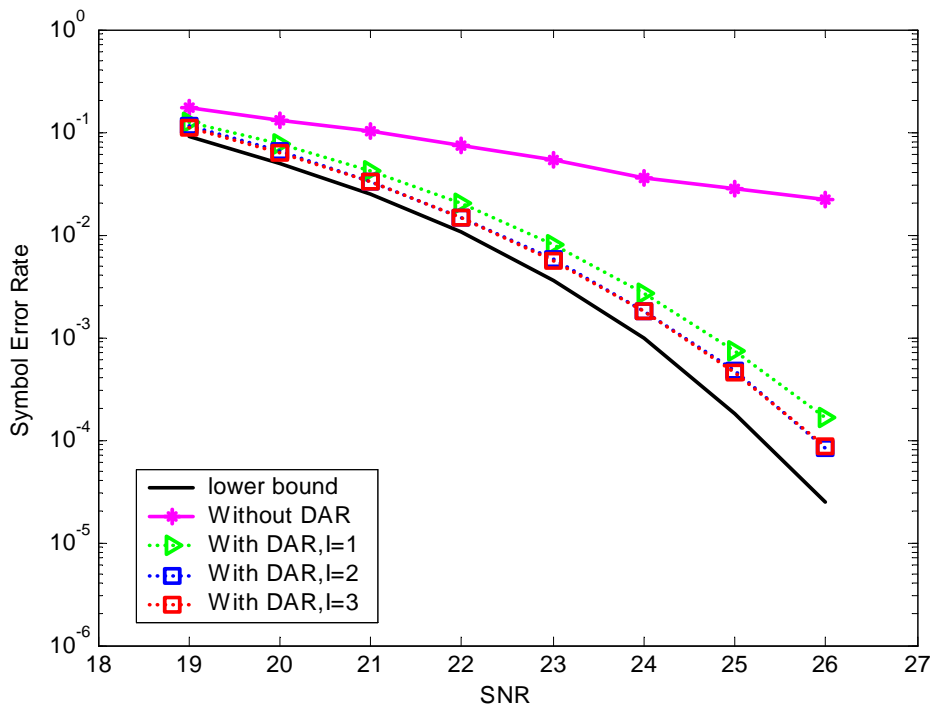


圖 5.5 不同的遞迴次數對於 DAR 降低傳送端產生之 CN 效果影響
($CR=5\text{dB}$, $N=1024$, 64-QAM, AWGN)

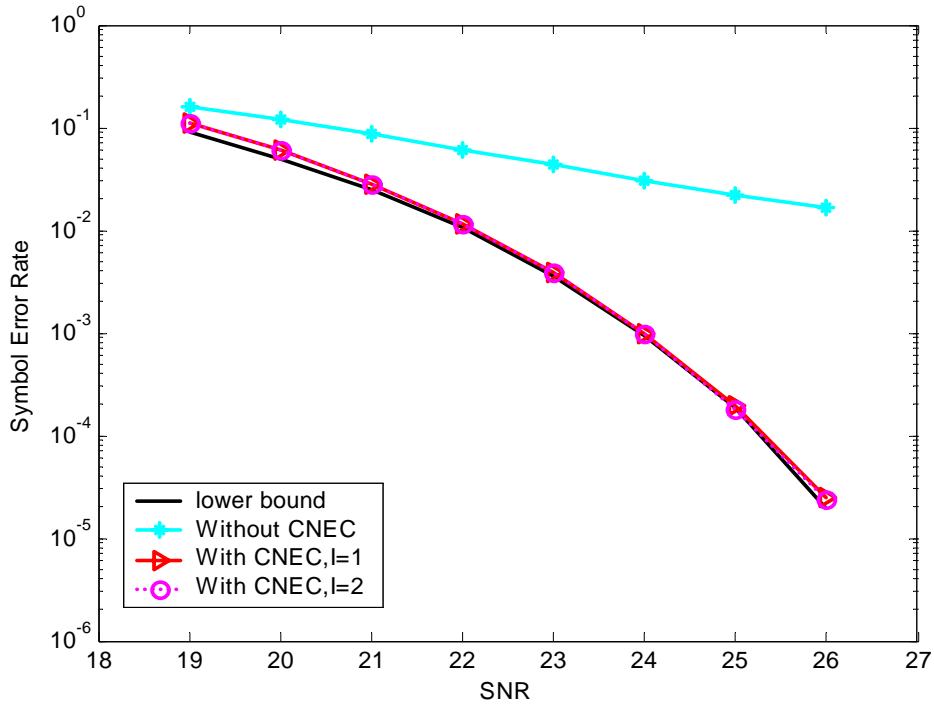


圖 5.6 不同的遞迴次數對於 CNEC 降低傳送端產生之 CN 效果影響
(CR=5dB, N=1024, 64-QAM, AWGN)

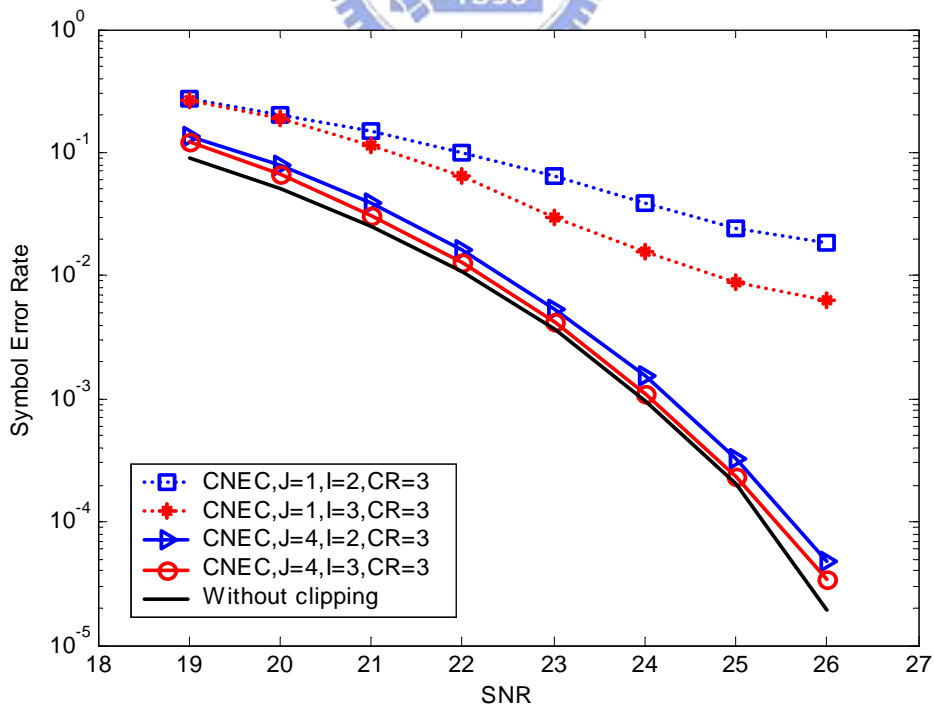


圖 5.7 傳送端使用超頻取樣時, CNEC 在低 CR 下消除傳送端產生之 CN 效果
(CR=3dB, N=1024, 64-QAM, AWGN)

B. ISI Channel

圖 5.8 是在考慮通道以及不施予任何補償時,比較傳送端與接收端產生的 CN 對系統的影響.我們可以發現,接收端產生的 CN 在 $CR=8\text{dB}$ 時與傳送端以 $CR=5\text{dB}$ 作 Clipping 的錯誤相當接近.顯示接收端的 Clipping 對於系統影響較大.而原因如同之前所討論的,主要來自接收端作 FEQ 時通道之大小響應較低的點對於接收端產生的 CN 會有放大的效應.

圖 5.9 以及圖 5.10 分別為在 $CR=4\text{dB}$ 下 DAR 對於傳送端 CN 消除的結果.可以發現 16-QAM 受 CN 的影響較小所以僅需要一次的遞迴就可以達到不錯的效果.而 64-QAM 則需要較次的過程才能逼近沒有 Clipping 的情況.

圖 5.11 與圖 5.12 則是在 $CR=4\text{dB}$ 下, CNEC 對於傳送端 CN 消除的效果.同樣的我們發現 16-QAM 比 64-QAM 需要較少的遞迴次數.且與 DAR 比較,在經過三次遞迴後, CNEC 比 DAR 更貼近不作 Clipping 的情況.

圖 5.13 是考慮在 ISI 通道中,將超頻取樣與 CNEC 合併使用的效果.發現即使在 $CR=1\text{dB}$ 的情況下,在傳送端使用超頻取樣的機制後 CNEC 依舊可以還原原本的訊號.但若沒有使用超頻取樣則在過低的 CR 時, CNEC 幾乎完全失去效果.

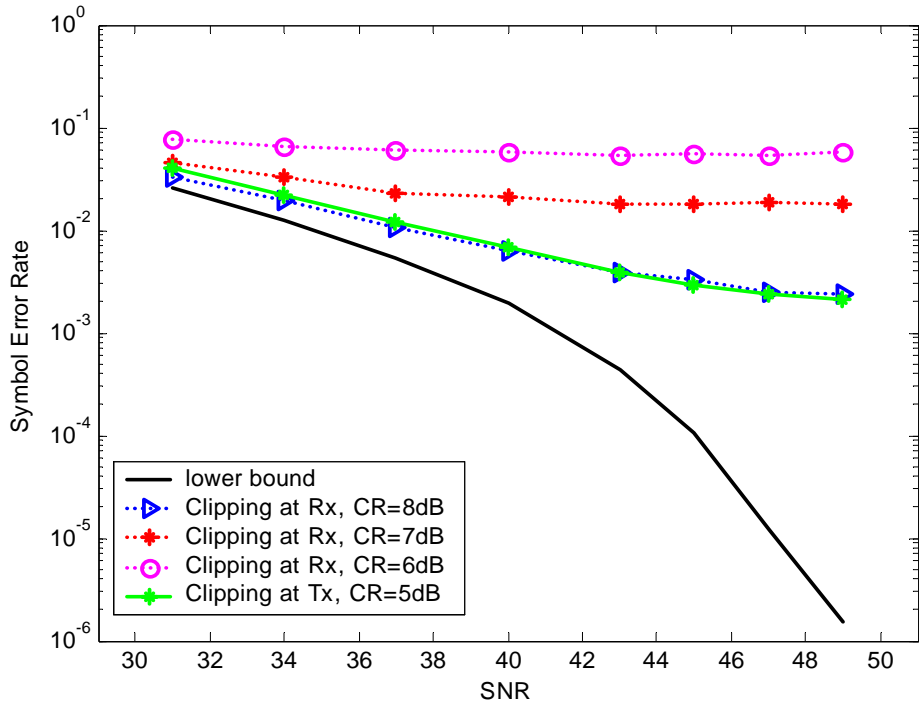


圖 5.8 在 ISI 通道下,比較傳送端與接收端產生的 CN 對系統之影響
($N=1024$, 64-QAM)

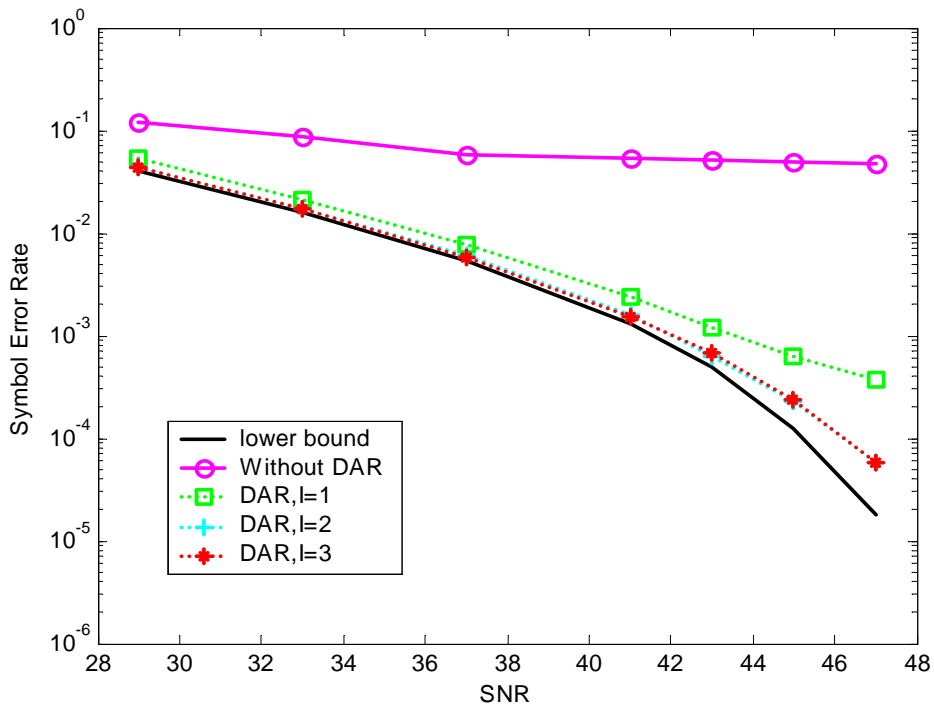


圖 5.9 在 ISI 通道下,不同的遞迴次數對於 DAR 降低傳送端產生之 CN 效果影響
($CR=4dB$, $N=1024$, 64-QAM)

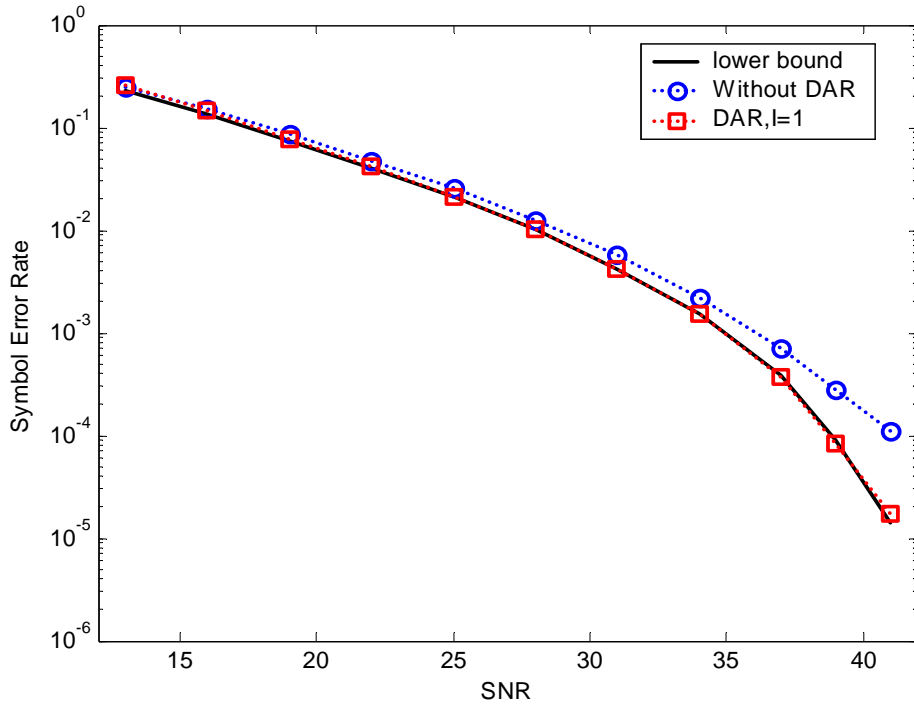


圖 5.10 在 ISI 通道下,不同的遞迴次數對於 DAR 降低傳送端產生之 CN 效果影響
(CR=4dB, N=1024, 16-QAM)

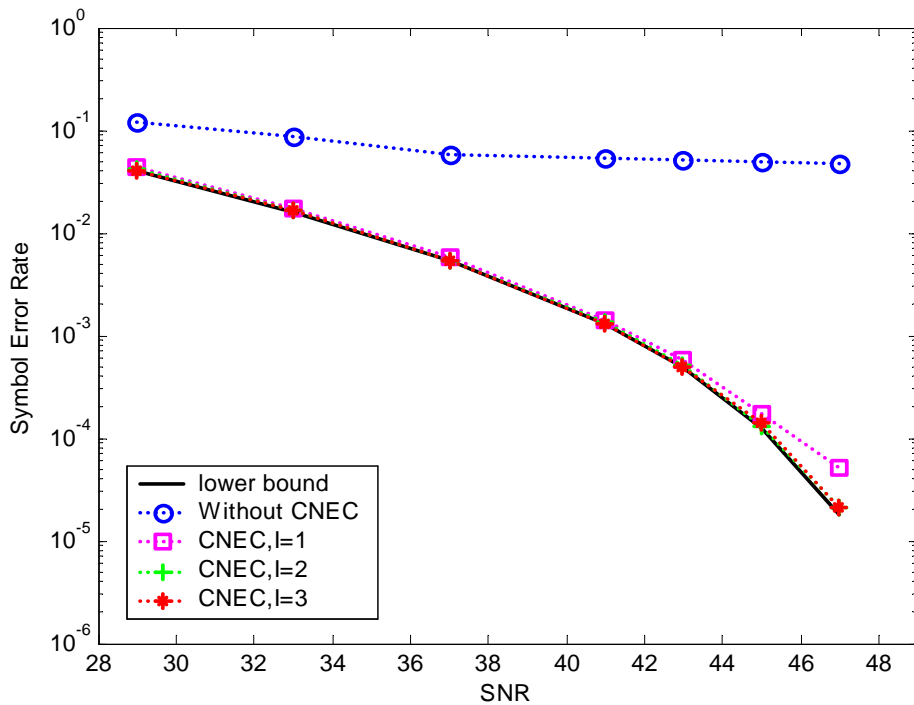


圖 5.11 在 ISI 通道下,不同的遞迴次數對於 CNEC 降低傳送端產生之 CN 效果影響
(CR=4dB, N=1024, 64-QAM)

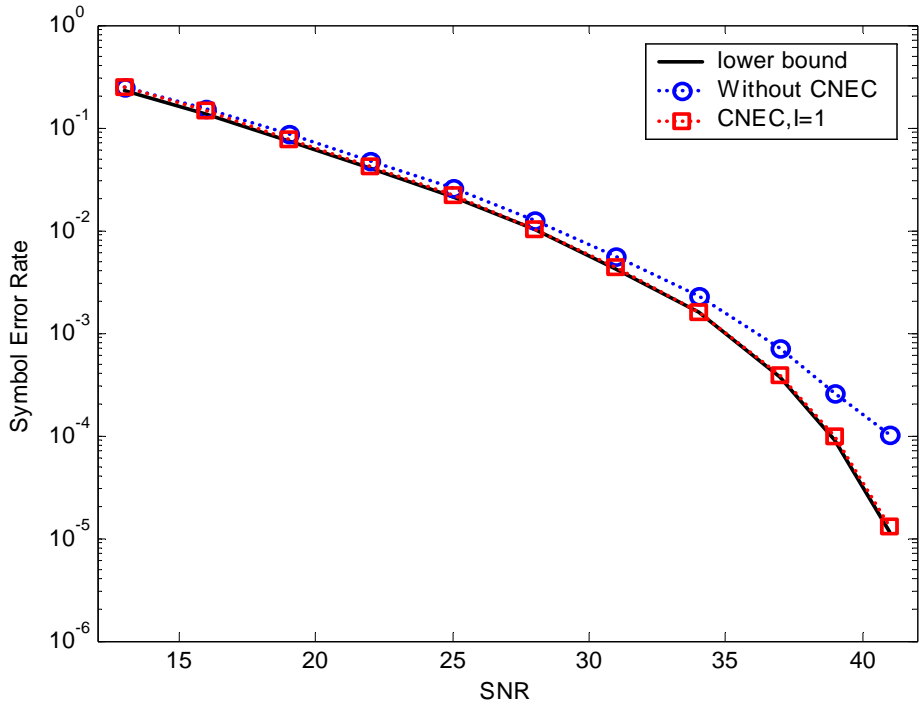


圖 5.12 在 ISI 通道下,不同的遞迴次數對於 CNEC 降低傳送端產生之 CN 效果影響 (CR=4dB, N=1024, 16-QAM)

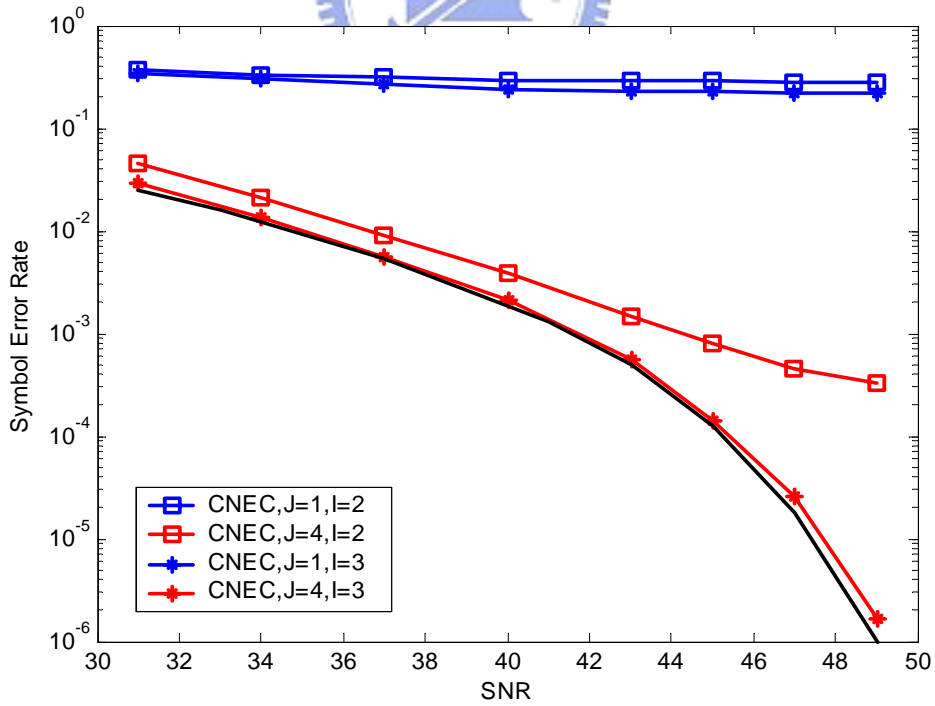


圖 5.13 在 ISI 通道下,傳送端使用超頻取樣,CNEC 在低 CR 消除傳送端產生之 CN 效果 (CR=1dB, N=1024, 64-QAM)

5.2.2 通道模型參數未知

圖 5.14 為傳送端產生之 CN 對於符元同步,頻率偏移估計補償以及通道估計的影響.我們對於以上三者的估計均使用前面說介紹的方法.模擬結果發現此方法估計出的參數與實際上是相當接近.

圖 5.15 則為 CSNR 相對於 CR 之間的關係示意圖.圖 5.16 是在高 SNR 下利用 CSNR 查表的方式在接收端進行 CR 的估計效果.圖 5.17 則是低 SNR 的情況.結果告訴我們在低 SNR 下會有一些 CR 估計的準確性會略為降低,而因素來自通道雜訊(AWGN).

圖 5.18 則是套入 DVB-T 規格後在各種參數估計下針對傳送端 Clipping 補償效果之比較.圖 5.19 則是針對接收端之 Clipping 比較.由於接收端產生之 CN 對系統影響較嚴重,因此我們 CR 僅取 8dB.但模擬發現在高訊雜比時改善效果並非相當理想,與沒有 Clipping 的情況比較仍有一段差距,主要原因是因為接收端產生的 CN 經過 FEQ 後會有放大的效應,造成通道估計偏差,進而影響 DAR 與 CNEC 的效果.圖 5.20 則是對於通道估計採以遞迴的方式,與圖 5.19 比較,發現此方法可以增加通道估計的準確性並增加 DAR 與 CNEC 的效果.

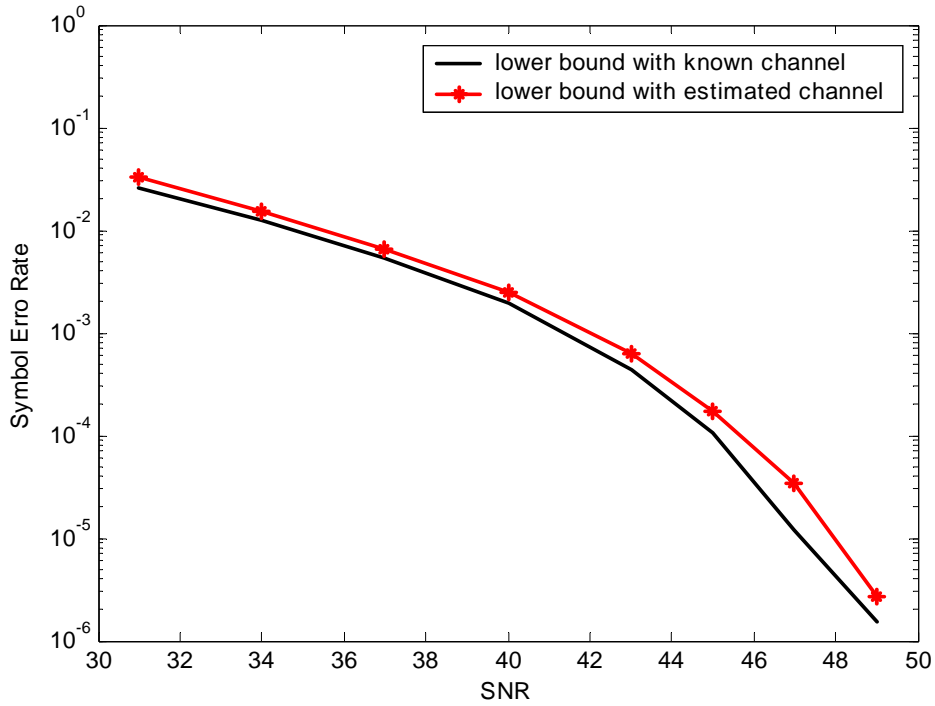


圖 5.14 假設 CR 已知,考慮符元同步,頻率偏移補償以及通道估計對 DAR 補償效果的影響 (CR=5dB, N=2048, 64-QAM)

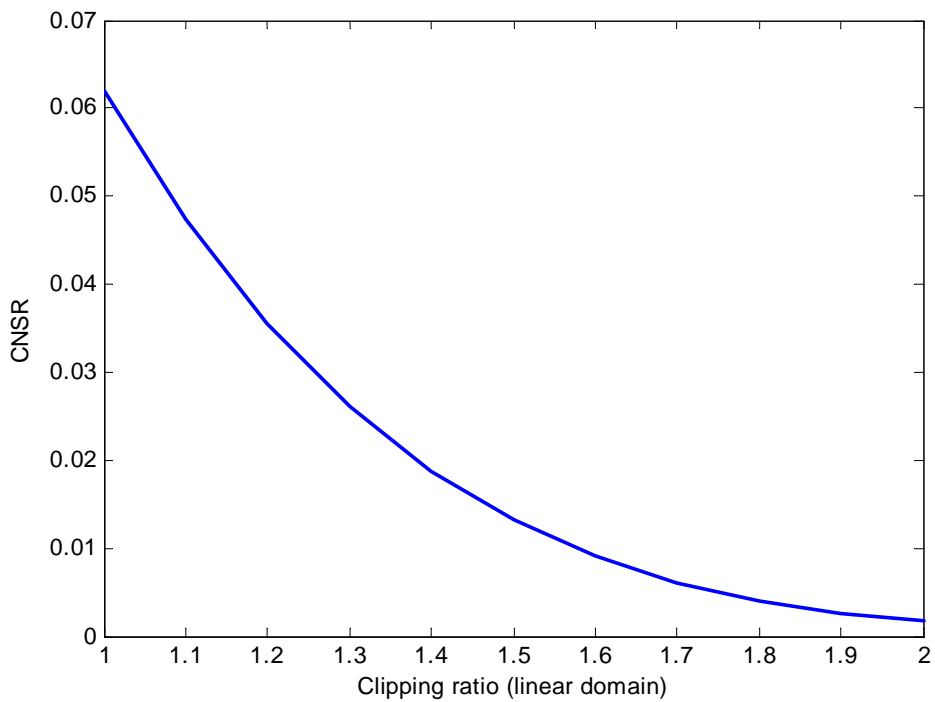


圖 5.15 CNSR 相對於 CR 之理論值

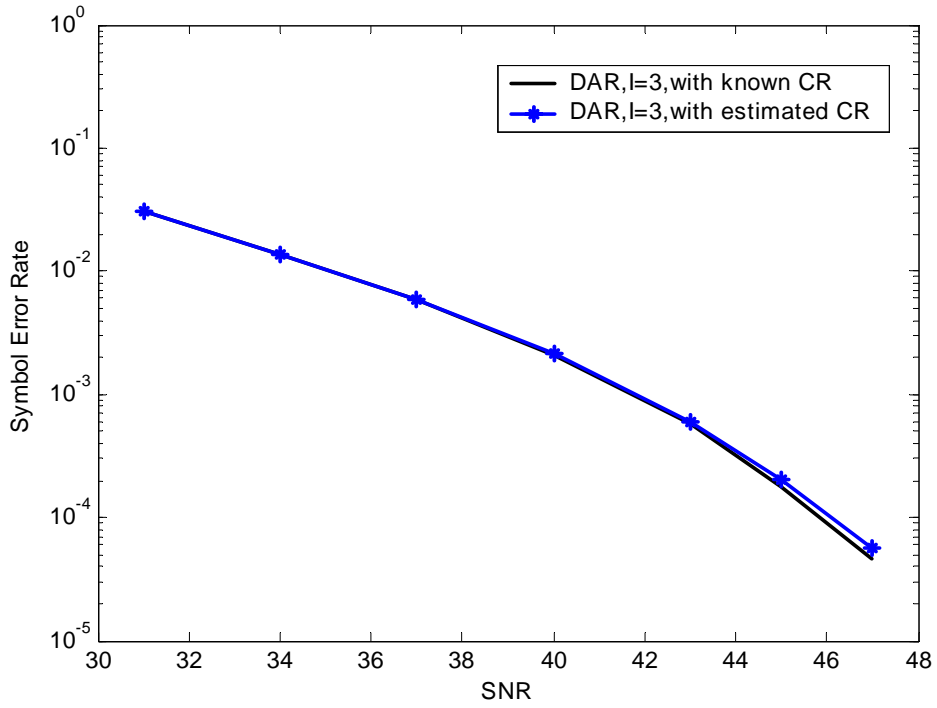


圖 5.16 高 SNR 下 CR 估計之效果
(CR=5dB, DAR, I=3, N=2048, 64-QAM)

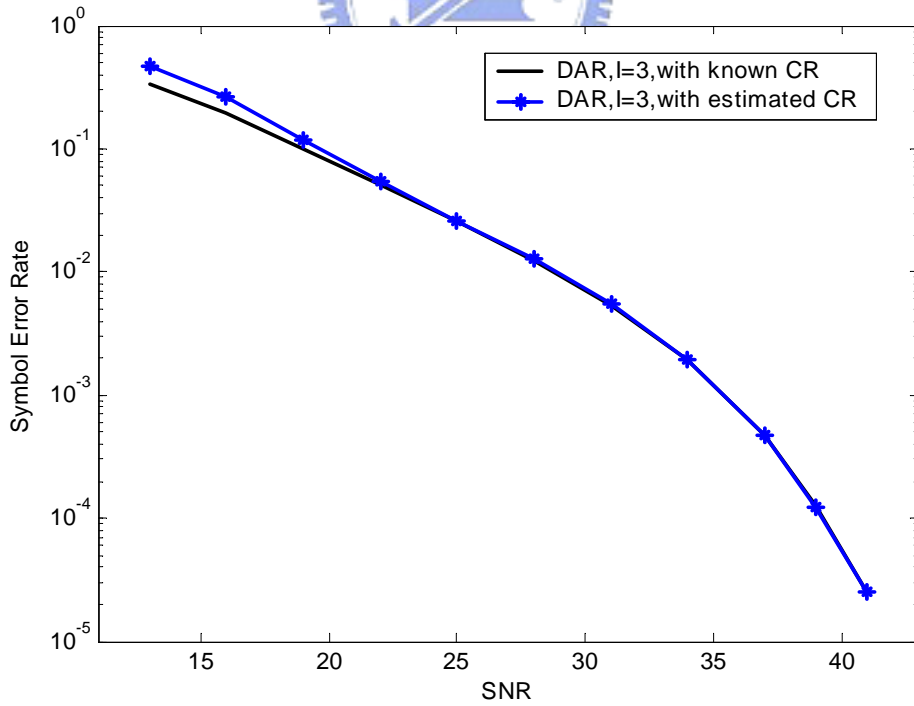


圖 5.17 低 SNR 下 CR 估計之效果
(CR=5dB, DAR, I=3, N=2048, 16-QAM)

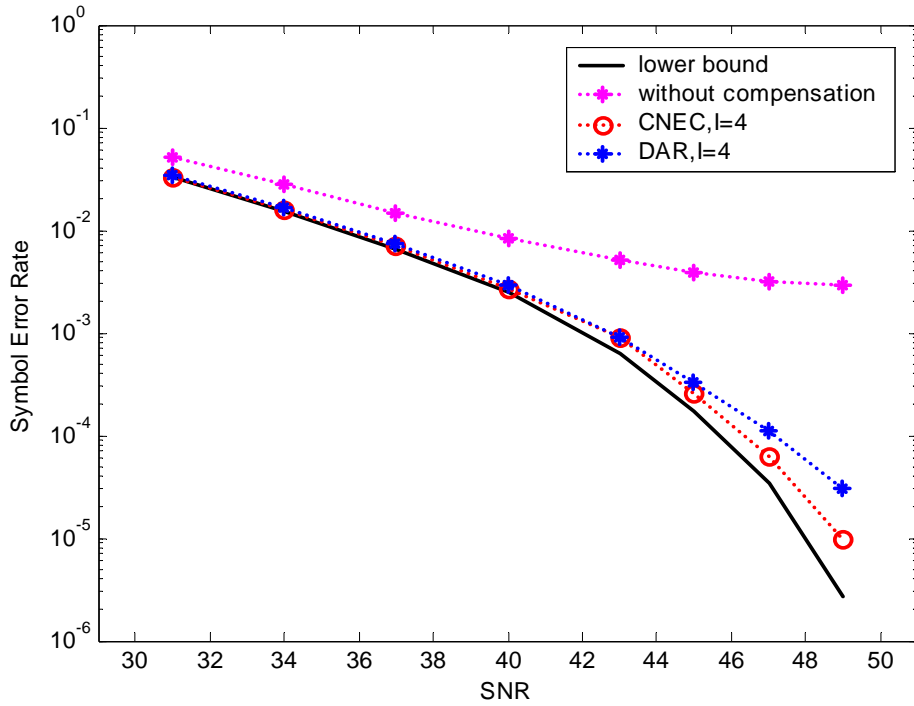


圖 5.18 使用估計之通道參數下的 DAR 與 CNEC 對消除傳送端產生之 CN 效果比較
(CR=5dB , N=2048 , 64-QAM)

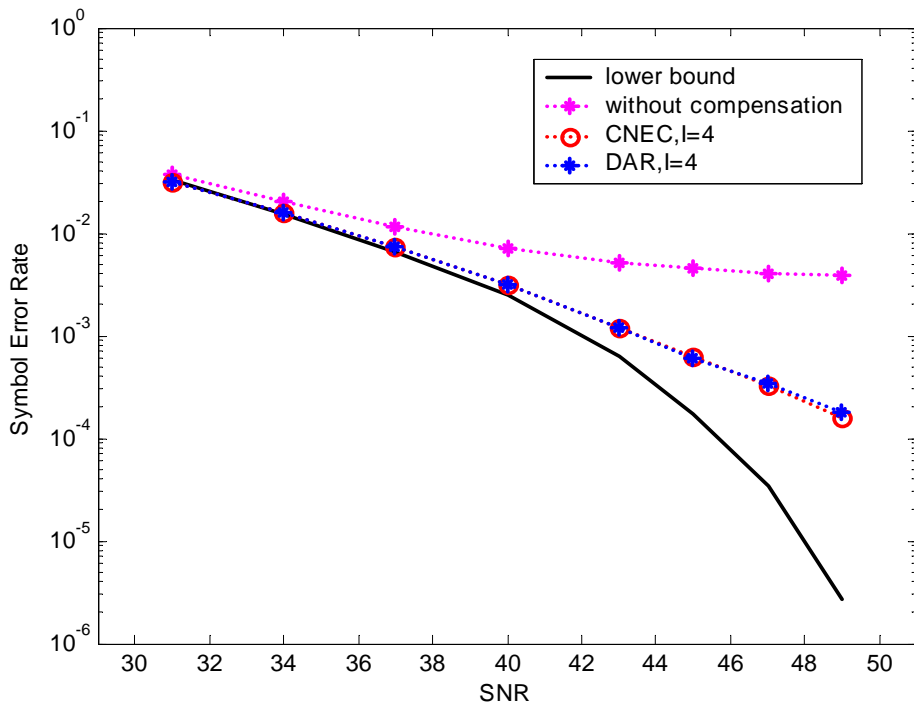


圖 5.19 使用估計之通道參數下的 DAR 與 CNEC 對消除接收端產生之 CN 效果比較
(CR=8dB , N=2048 , 64-QAM)

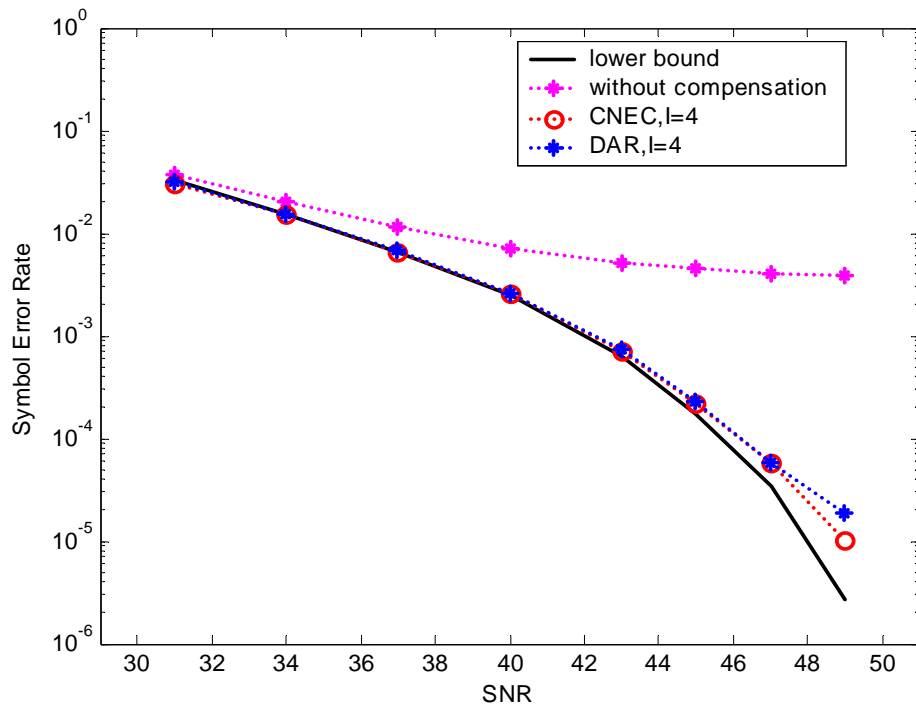


圖 5.20 使用遞迴估計之通道下的 DAR 與 CNEC 對消除接收端產生之 CN 效果比較
(CR=8dB, N=2048, 64-QAM)



第六章

結論

回顧之前的討論,首先我們針對 OFDM 系統本身的高 PAPR 的問題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.對此我們藉由在傳送端作超頻取樣以及加入一個低通濾波器的方式來達到在傳送訊號之前就先壓抑 CN 的成分.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.最後我們同時考慮在傳送端作超頻取樣搭配在接收端執行 CNEC 的方式,希望可以降低 CNEC 可以容忍的最低 CR.此外在考慮為了降低接收機中 ADC 所需位元數所形成的 Clipping 效應,我們也提出修正後的 DAR 以及 CNEC 以符合需求.透過比較傳送端以及接收端兩處產生之 CN 之不同處,我們發現由於通道的因素,造成接收端產生之 CN 經過 FEQ 之後會有被放大的現象.這也說明了為何接收端產生的 CN 對於系統的影響較為嚴重.

接著,我們考慮在 DVB-T 環境中所面臨的非理想因素對於 DAR 與 CNEC 的補償效果之影響.主要為符元與頻率的同步,以及通道估計三個較為重要的因素.於此我們採用較為簡單的演算法來估計以上三個參數.符元以及頻率同步的部分我們使用 CP 存在之特性來完成,同時靠著 DVB-T 中相當長的 CP 來平均 CN 對同步的影響.至於通道估計的部分我們藉由 scattered pilots 以及內插

(Cubic)的方式估計通道頻率響應,並且同樣利用平均的方式來降低 CN 對於通道估計的影響.透過電腦模擬發現以上方式都可以達到不錯的效果.

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.此方法可以準確估計 CR 的大小.而最後針對接收端之 Clipping 我們建議使用遞迴方式估計通道頻率響應以加強 DAR 與 CNEC 的消除 CN 的效果.而模擬結果亦顯示以上方法都可以有效降低 CN 的對系統的干擾以及對於參數估計的影響.



參考文獻

- [1] 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.
- [2] 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.
- [3] Xiaodong Li, Leonard J. Cimini, Jr., “Effects of clipping and filtering on the performance of OFDM,” in *Proc. VTC’97*, May 1997, pp. 1634-1638.
- [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] “Digital video broadcasting; frame structure, channel coding ,and modulation for digital terrestrial television (DVB-T),” ETSI, 2001
- [7] Hideki Ochiai, Hideki Imai., “Performance analysis of deliberately clipped OFDM signals ,” *IEEE Trans. Commu.*, vol. 50, no. 1, pp. 89-101, Jan. 2002.
- [8] Meng-Han Hsieh, Che-Ho Wei, “A low-complexity frame synchronization and frequency offset compensation scheme for OFDM systems over fading channels,” *IEEE Trans. Vehicular Tech.*, vol. 48, no. 5, pp. 1596-1609, Sept. 1999.
- [9] Juha Heiskala, John Terry, Ph.D., **OFDM Wireless LANs: A Theoretical and Practical Guide**, SAMS, 2001

- [10] Yuping Zhao, Aiping Huang, “A novel channel estimation method for OFDM mobile communication systems based on pilot signals and transform-domain processing , *IEEE VTC-1997*, vol. 3, pp. 2089-2093, May. 1997

