

國立交通大學

電信工程學系

碩士論文

次世代正交分頻多工存取被動式光網路支援光載波

Next-Generation OFDMA-PON Supporting
Radio-over-Fiber



研究生：黃逸旻

指導教授：田伯隆 教授

中華民國九十八年六月

次世代正交分頻多工存取被動式光網路支援光載波

Next-Generation OFDMA-PON Supporting Radio-over-Fiber

研究生：黃逸旻

Student : Yi-Min Huang

指導教授：田伯隆

Advisor : Po-Lung Tien

國立交通大學
電信工程學系
碩士論文



Submitted to Department of Communication Engineering

College of Electrical and Computer Engineer

National Chiao Tung University

in partial Fulfillment of the Requirements

for the Degree of

Master of Science

in Communication Engineering

June 2009

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十八年六月


次世代正交分頻多工存取被動式光網路支援光載波

學生：黃逸旻

指導教授：田伯隆 教授

國立交通大學電信工程研究所

摘要



無線以及有線接取網路的需求不停的增加。對於有線接取網路，被動光纖網路可以在被動元件下達成服務目標。而對無線接取網路而言，光載波技術是一種可以減少被動光纖網路最後一哩的距離。這此篇論文中，我們呈現了一種新穎的被動光纖網路，它整合了光載波技術以及正交分頻多工訊號，並且不需要用到波長多工雷射(WDM laser)。我們並且提出三種改善系統效能的方法:洞口加大、加窗法、帶拒濾波器。並且用實驗論證了在 32 級 ONUs 的被動光纖網路架構中，同時將 10-GB/s 正交分頻多工存取訊號以及中心頻率位於 2.1GHz 的微波訊號經由單相的光纖成功的傳送。

Next-Generation OFDMA-PON Supporting Radio-over-Fiber

student : Yi-Min Huang

advisor : DR. Po-Lung Tien

**Department of Communication Engineering
National Chiao Tung University**

Abstract

The demand on both wired and wireless access network network is increasing. For wired access network, passive optical network(PON) do not use electrically powered components to meet the service. For wireless access network , a feasible option is radio over fiber(RoF) technology, and attempt to eliminate the "last mile" gap of PON. In this thesis, we present a novel PON architecture supporting RoF and OFDMA signal integration without WDM lasers. We introduce three method: less subcarrier, windowing, and notch filter to improve the system performance and demonstrate 10-Gb/s OFDMA and three RF signals at 2.1GHz are successfully transmitted over 20km SMF in a 32-ONU PON.

誌謝

這次論文的產生，我要特別感謝我的指導教授田伯隆老師，還有工研院的學長林玉明，由於他們耐心的指導，不僅教導我們學術上的知識，也教導了許多我們待人處事的道理。這兩年的研究生涯，很幸運的與工研院有合作計畫，因此跟林學長學到許多關於光通訊相關的知識。並且，在我遇到困難的時候，學長總會適合的伸出援手，給我們大方向，並且訓練我們找尋答案的能力，培養了我們獨立思考的能力。

再來要特別感謝，光電所的夥伴陳星宇同學，在相處的一年中，他處事圓融的個性，不僅在研究過程中為實驗室帶來和諧氣氛；陳星宇同學的合群與熱心的性格，也使我在研究所生涯中感受到同儕支持力量的重要性。尤其，當我在遇到瓶頸的同時，他常會耐心、無私的與我討論關於研究內容，使我在參與研究過程中也能夠透過同儕討論在學習上有了更透徹的學習。

最後我要感謝我的父母，在我學習失落的時候給我打氣，並且給我一個和諧家庭，讓我在學習上可以心無旁騖，由衷的感謝你們。

黃逸旻

民國九十八年六月 於新竹

目錄

1	緒論.....	1
2	背景.....	2
2.1	PON 簡介.....	2
2.2	OFDM 簡介.....	3
2.2.1	OFDM 優缺點.....	4
2.3	RoF (Radio over Fiber).....	5
2.4	OFDMA-PON.....	5
2.5	異質服務的 OFDMA-PON.....	6
3	概念.....	8
3.1	A NOVEL OFDMA-PON 架構.....	8
3.2	支援移動式無線訊號.....	9
3.3	架構設定和目標.....	11
3.4	改善方法.....	13
3.4.1	洞口加大.....	13
3.4.2	NOTCH.....	14
3.4.3	加窗法.....	18
3.4.4	OMI 調整.....	21
3.5	數學模型.....	22
3.5.1	雜訊比算法.....	22
3.5.2	EOE 後的雜訊比.....	23
3.5.3	VPI 設定.....	27

3.5.4	目標 32 級 ONUs	28
4	實驗設置	30
4.1	傳送信號介紹	31
4.1.1	OFDMA 訊號	31
4.1.2	RF 訊號	32
4.2	Power Ratio 設定	32
4.3	中頻濾波器 BPF2 選擇	32
4.4	Labview.....	37
5	實驗結果	38
5.1	OMI 壓縮效果	38
5.2	洞口加大結果	39
5.3	NOTCH 結果	43
5.4	Window 結果	44
5.5	Fiber	46
5.6	串接 32 級 ONU	48
5.7	比較	49
6	結論	51
	參考文獻	52



圖目錄

圖 2-1. PON 架構.....	2
圖 2-2.正交分頻技術利用頻率正交性.....	3
圖 2-3. NEC 提出的 pon 架構支援 RF 訊號.....	6
圖 3-1.次世代 OFDMA PON 整合 RF 訊號架構.....	8
圖 3-2.ONU-1 無線訊號接收方式.....	9
圖 3-3.ONU-2 無線訊號接收方式.....	10
圖 3-4.OFDMA 與 RF 訊號頻譜圖	11
圖 3-5. FFT size N 點訊號的頻譜圖	12
圖 3-6. o0、o1、o2、o3 頻譜圖	13
圖 3-7.三種 NOTCH 的頻譜圖.....	16
圖 3-8.Notch 對 OFDM SNR array 曲線圖.....	16
圖 3-9.kaiser notch 濾波器的振幅和相位圖.....	17
圖 3-10.Kaiser notch 濾波器的群延遲圖.....	17
圖 3-11.notch filter 對 OFDM 訊號的傷害.....	18
圖 3-12.OFDM 訊號所產生的 sidelobe	19
圖 3-13.訊號加上 Window 示意圖	19
圖 3-14.window 後訊號可避免其交疊.....	20
圖 3-15.window 補償了 notch 對 OFDM 訊號的傷害.....	21
圖 3-16.Optical Modulation Index 示意圖	21
圖 3-17.訊號被雷射 clipping 的現象	22
圖 3-18.錯誤率計算流程圖.....	23

圖 3-19.OFDM 訊號經過 EOE 示意圖.....	23
圖 3-20.單一個 OFDM 符號包含 cyclic prefix 區間 T_g 以及有效區間 T_e	24
圖 3-21.模擬以及推算的 SNR 結果圖.....	27
圖 3-22.VPI 模擬架構.....	28
圖 3-23.模擬 RF 經串接 32 級 ONU 後的效能.....	29
圖 4-1.實驗架構圖.....	31
圖 4-2.SIGNAL PASS THROUGH BESEEL FILTER.....	33
圖 4-3.SIGNAL PASS THROUGH BESSEL FILTER.....	33
圖 4-4.butterworth 濾波器振幅頻譜圖.....	34
圖 4-5. butterworth 濾波器相位頻譜圖.....	34
圖 4-6. butterworth 濾波器群延遲.....	35
圖 4-7.Adaptive Equalizer 架構.....	36
圖 4-8.Equalizer 測試結果.....	36
圖 4-9.實驗架構實照.....	37
圖 5-1.OFDMA 訊號被 RF 能量壓縮的結果.....	39
圖 5-2.RF 訊號對 OFDMA 訊號的干擾結果.....	40
圖 5-3.RF 訊號在不同 receiver power 以及 PR 對應的 SNR.....	41
圖 5-4.在 o3 的 OFDMA 系統效能圖.....	42
圖 5-5.在 o3 中 RF 訊號在不同 receiver power 及 PR 對應的 SNR.....	42
圖 5-6.o0 加上 notch 後的系統效能圖.....	43
圖 5-7.o3 加上 notch 後的系統效能圖.....	44
圖 5-8.WINDOW 後 OFDMA 訊號系統效能圖.....	45

圖 5-9.WINDOW 過後 RF 訊號在不同 receiver power 及 PR 對應的 SNR.....46

圖 5-10.經過 20km single mode fiber 的 OFDMA 訊號效能47

圖 5-11. 經過 20km single mode fiber 的 RF 訊號效能47

圖 5-12.RF 訊號反覆傳送 32 次所對應的 SNR.....48

圖 5-13.系統比較表49



1 緒論

隨著時代的進步，人們對於無線網路的 capacity 需求越來越高。並且，爲了整合寬頻服務(影像、語音、多媒體網路)，勢必必須提供比現今無線網路更高的傳輸速率。相對的，光纖傳輸網路，有著低損耗、高頻帶、防電磁波的干擾的好處，但由於鋪設光纖網路的成本很高，於是人們就想出了結合無線網路和光纖網路的架構，而無線網路主要涵蓋的區域爲 end-user，如此一來，不僅可以節省昂貴的光纖鋪設，還可以利用光纖的好處來達到寬頻無線接取網路 (Broadband Wireless Access) ，此種技術又稱爲光載波 (Radio over Fiber) 。

次世代被動式光網路也會利用光載波 (RoF) 的技術，但由於必須利用一條光纖來支援許多移動式天線，但此種傳輸方式，會遭遇到 Optical Beat Interference (OBI) ，而現今有人提出了 WDM 的方式來解決這個問題，但是此種方式必須在傳送端要有不同波長的 Laser Array，並且在用戶端也必需要要有波長相距很遠的不同 laser，此種作法是相當昂貴且不實際的。

此篇論文就是利用 OFDMA-PON 的傳送技術，並只使用一種波長的 laser 來達成上傳和下載，並可以成功的結合無線訊號 (Radio-Frequency signal) 。而我們的實驗將展示 10Gb/s 的正交分頻多工 (OFDMA) 訊號結合 RF 訊號，經過一條 20km 的 Single Mode Fiber(SMF)，並且傳輸 32 級 ONUs 後的結果。

2 背景

2.1 PON 簡介

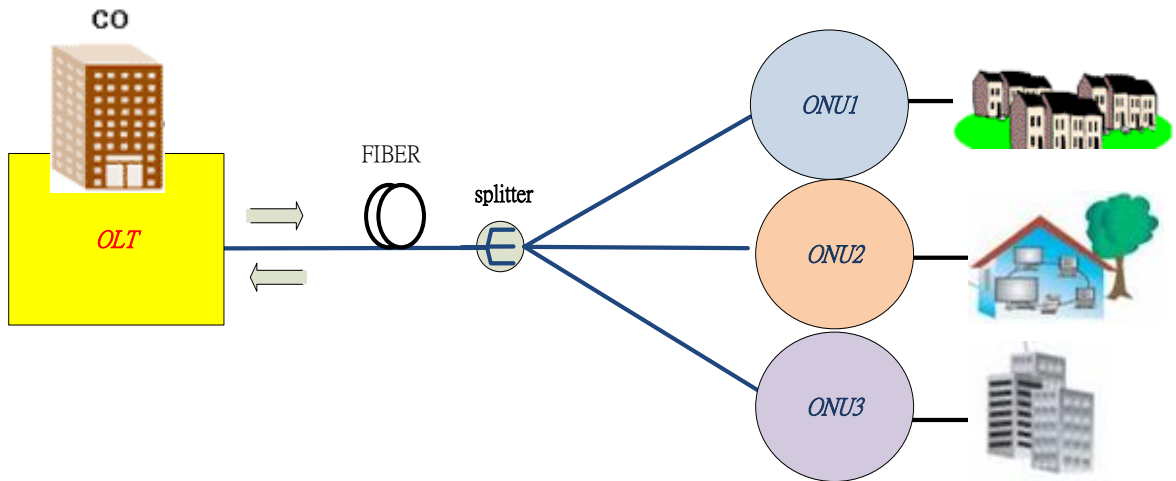


圖 2-1. PON 架構

Passive Optical Network (PON) 是一種點到多點的光纖存取技術，是由一個局端設備 (Optical line terminal) 行經一條光纖網路，並透過光分歧器，傳送到多個遠端設備 (Optical Network Unit)。由於局端設備(OLT)的光纖是由 2~32 個住家用戶分享，光纖的頻寬及傳輸速率也是由 2~32 個住家用戶分享，因為 PON 的架構特性在分割的階段也會造成高度的傳訊損失。PON 傳輸距離可達到 20 公里，除了局端設備(OLT)外，於區域及用戶端無須任何主動電子設備。

典型的 PON 系統，採用分波多工技術進行上下行訊號的傳輸。下行訊號採廣播方式發送到各個 ONUs，在上行方向，則利用 TDMA(Time-Division Multiple-Access) 或 WDMA (Wave-Division Multiple-Access) 做為用戶端 ONU 之多重接取機制[19]。

2.2 OFDM 簡介

在西元 1960 年代，使用資料並行傳輸與分頻多工概念的分頻載波多工(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)已經被提出了，在 OFDM 中，最重要的觀念即是利用多重載波傳輸，多重載波傳輸方式是指使用這可以利用多個載波(subcarrier)來傳收和接收信號，爲了避免子載波互相間的干擾，多載波傳輸系統中，子載波必須具有正交性。如下：

$$\int_{-\infty}^{\infty} x_1(t)x_2^*(t) dt = 0 \quad \Leftrightarrow \quad \int_{-\infty}^{\infty} X_1(f)X_2^*(f) df = 0 \quad (1.1)$$

若滿足式(1-1)之條件，則可稱兩訊號爲正交，爲了保證子載波正交，子載波之前的頻率間格必須有特定的關係，才能滿足(1-1 的需求)。

已知，當兩載波的交相關爲零時，代表這兩個子載波在符號週期內爲正交， $\{f_1, f_2\}$ 分別爲兩載波的中心頻率，間距爲 $\Delta f (|f_1 - f_2|)$

$$\int_0^T e^{i2\pi f_1 t} \times (e^{i2\pi f_2 t})^* dt = \int_0^T e^{i2\pi \Delta f t} dt = \frac{1}{i2\pi \Delta f} e^{i2\pi \Delta f t} \Big|_0^T \quad (1.2)$$

$$= \frac{1}{i2\pi \Delta f} (e^{i2\pi \Delta f T} - 1) = \frac{e^{i\pi \Delta f T}}{i2\pi \Delta f} (e^{i\pi \Delta f T} - e^{-i\pi \Delta f T}) \quad (1.3)$$

$$= \frac{e^{i\pi \Delta f T}}{i2\pi \Delta f} 2i \sin(\pi \Delta f T) = \frac{\sin \pi \Delta f T}{\pi \Delta f} e^{i\pi \Delta f T} = 0 \quad (1.4)$$

故當 $\Delta f = \frac{n}{T}$ ， $n \in \mathbb{N}$ ，兩子載波在符號週期內爲正交。

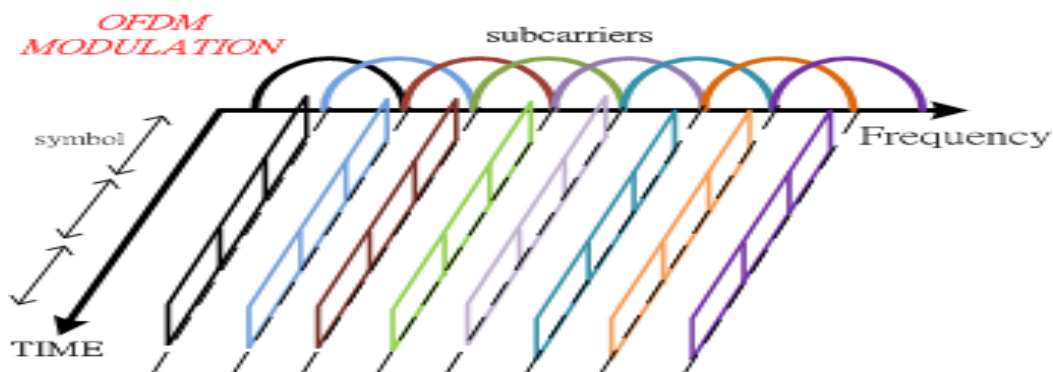


圖 2-2.正交分頻技術利用頻率正交性

故當 $n=1$ 的時候，即是頻率差最小的時候，此時載波的間距最小，則此時頻寬使用效率最高。故 OFDM 利用此特性，傳送訊號為的形式， $s(t) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i \cos(2\pi(f_c + i\Delta f)t)$ 代表在時間 T 內送出 N 個位元，也就是 a_i 。

由於 OFDM 調變器牽涉到多個不同頻率的載波相加，其調變器運算量相當大。當然我們可利用類比的方式合成 OFDM 訊號，但是如此作我們會需要多個震盪器(oscillator)及類比乘法器，在電路上其複雜度相當高。因此，通常 OFDM 調變器可利用 Fast Fourier Transform (FFT) 來完成，原因是 OFDM 訊號的合成，本身就是一種傅利葉轉換。而經由 IFFT 轉換後的訊號代表的是在時間上的訊號。將這些訊號經數位/類比轉換(A/D converter)後再經由一個調變器，將載波訊號頻率提升至所要的範圍，再將訊號送出。OFDM 解調器也相當簡單，接收端首先將收到的訊號降頻，並經由類比/數位轉換器(A/D converter)，轉為數位訊號。在沒有雜訊干擾下，再經由 FFT 即可得到原來的傳送訊號 a_i ， $i=0, \dots, N-1$ 。因此 OFDM 的好處之一就是可利用 IFFT 及 FFT 進行快速調變及解調。

2.2.1 OFDM 優缺點

優點：

- 很高的頻寬使用率(High bandwidth efficiency)。
- 可以藉由循環字首(cyclic prefix)來克服多重路徑所造成的符號間干擾(InterSymbol Interference)問題。
- 因為 OFDM 為多個獨立載波所構成，故每個載波都為 Narrow band，則若通道頻譜響應不一致時，每個子載波遭遇的頻譜響應變化量都可以小很多，如此一來，等化器就可以簡單的修正回來。

缺點：

- 很高的 PAPR(Peak-to-average Power Ratio)，由於 OFDM 訊號是由多個子載波訊號

在時域上相加，所以波形的峰值相當高，與平均能量差異甚大[10]。

2.3 RoF (Radio over Fiber)

RoF(Radio over Fiber)是一種技術，將 RF 訊號利用光纖從 central location 傳送到 Remote Antenna Units (RAUs)。RF 在基地台訊號經過 up-conversion、carrier modulation、multiplexing，再經由天線傳送，而骨幹網路經由光纖傳送，最後再由天線接收，down conversion、解調，如此一來，便可以透過光纖去傳送 RF 訊號。而 RoF 的優點有低損耗(0.3 dB/km for 1550 nm)、高頻寬、維修方便等優點[2]。

而 RoF 的結合光的方式，常用方法是利用直接調變光強度的方式，將 RF 訊號的大小直接調變用雷射的電流，稱為直調雷射，或者使雷射發出一道 continuous wave(CW)，並且利用 Mach-Zehnder Modulator (MZM)去調變光的強度，在天線端，只需要一個接收器和光放大器，即可將 RF 訊號送出。

需要注意的是，因為 RoF 是用類比的方式來調變光訊號，故雜訊和失真就格外重要，在 RoF 的連結中他限制了 Noise Figure 和 Dynamic Range，故我們需要特別注意的一些雜訊的產生，來自雷射的 Relative Intensity (RIN) noise，來自接收器的 shot noise 和 thermal noise，還有光纖所造成的色散[4]。

2.4 OFDMA-PON

OFDMA-PON 就是在 PON 的架構中，使用 OFDM 的訊號調變技術，這個想法主要是因為利用 OFDM 的調變技術，可以使頻寬效率最高，並且頻寬分配方便的優點。又因為 PON 的架構通常是傳送寬頻訊號，但往往設備的高頻衰減，會使得訊號會依照頻率

分布位置，而失真大小不一致，然而，OFDM 是多個子載波所構成的，由於每個子載波都是 narrowband，每個子載波經歷的頻率響應差異不大，可使得訊號可以經過簡單的等化器，即可修正回來[3]。

2.5 異質服務的 OFDMA-PON

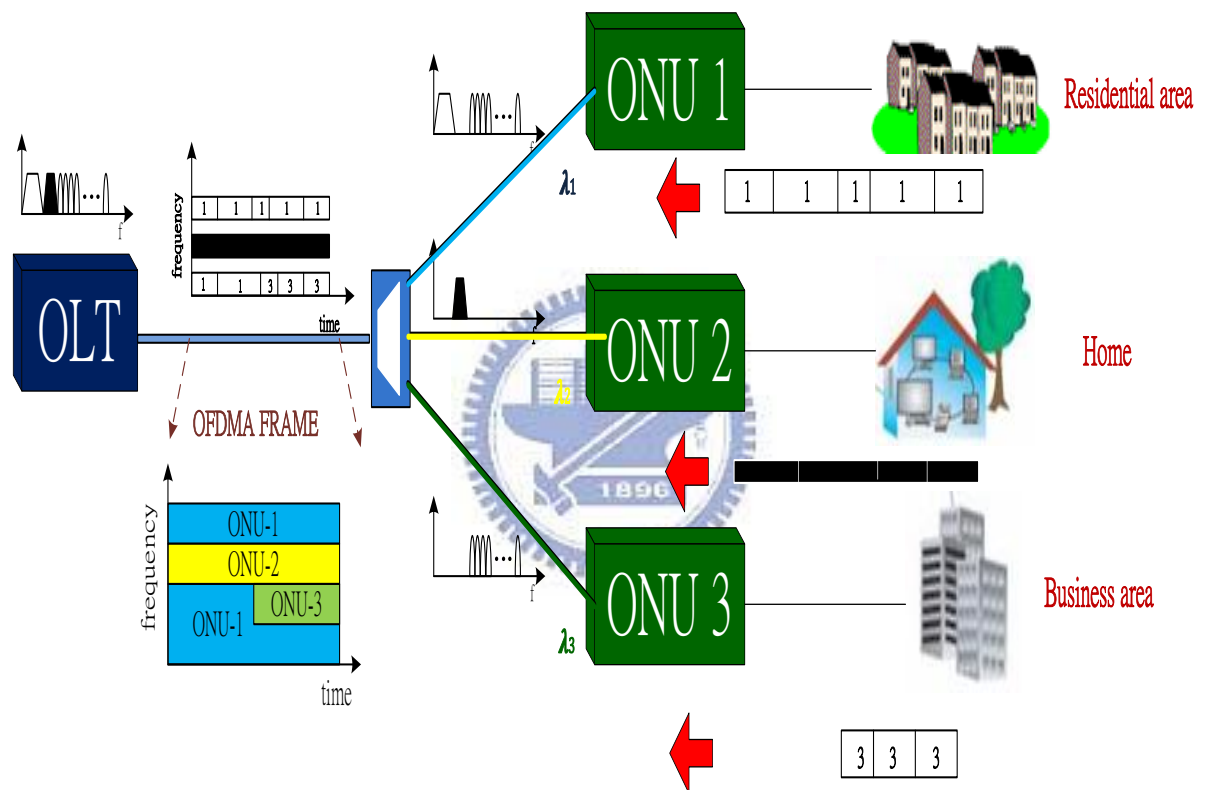


圖 2-3. NEC 提出的 pon 架構支援 RF 訊號

如圖 2-3，這個研究是 NEC 這家公司所提出的[6]，用 IFFT 和 FFT 產生出正交分頻多工的訊號，而 OFDMA-PON 是結合了 OFDM 和 Time Division Multiple Access (TDMA)，每個子載波可以提供服務根據不同的時槽 (time slot)。因為每個子載波互相為獨立的，因此也不會發生 cross-talk 的現象。藉由移除一些特定的子載波，我就可以使用這些頻

帶來提供不同種類訊號的服務[5]。

在此 OFDMA-PON 架構中，我們將全部可用的頻寬切割成數個互相正交的子載波，並且每一個 ONU 分配到一個子通道(sub-channel)，而每個子通道可以為一個或是多個子載波(sub-carriers)，而部分的 subcarrier 給特定的服務，像是提供 RoF 的服務；或者安排部分子載波在時間及頻譜上共享給 ONUS。OLT(Optical Line Terminal)在特定時間(time slot)時，利用沒人用的子載波，發送詢問(request)信號，得知每個 ONU 欲占用的頻寬，再去做分配頻寬的動作。在上型傳輸(upstream)中，每個 ONU 把自己想要傳送的資料放在 OLT 以分配好的頻寬內，並把訊號設為零在其他剩餘的頻帶中，再將全部信號做 IFFT 調變產生一個 OFDM frame，再將此 frame 送出；在下型傳輸(downlink)中，OLT 用廣播的形式，使得每個 OLT 都接受全部頻寬內的訊號，這時 ONU 利用 FFT 解調，得到全部的資料，但只取出屬於自己頻帶內的訊號，將此往 MAC 端傳送。

但需要特別注意的是，因為 laser 在不同溫度下時，發出的載波波長會隨著溫度所變動，因為每一級 ONU 的溫度皆時常在變動，故無法使每一級個載波波長完全相同，又因為所使用的光接收器，若載波波長有一些微小差距，會產生額外的 beating noise 在欲接收的頻帶中。NEC 在做這個實驗的時候，而為了要減少 beating noise，故他在每一級的 ONU 所放置的雷射，使用的波長皆相距一段距離，也就是說，他必須要有一連串昂貴的 laser array 才能消除 beating noise。而在下一章，我們將討論解決的方法

3 概念

3.1 A NOVEL OFDMA-PON 架構

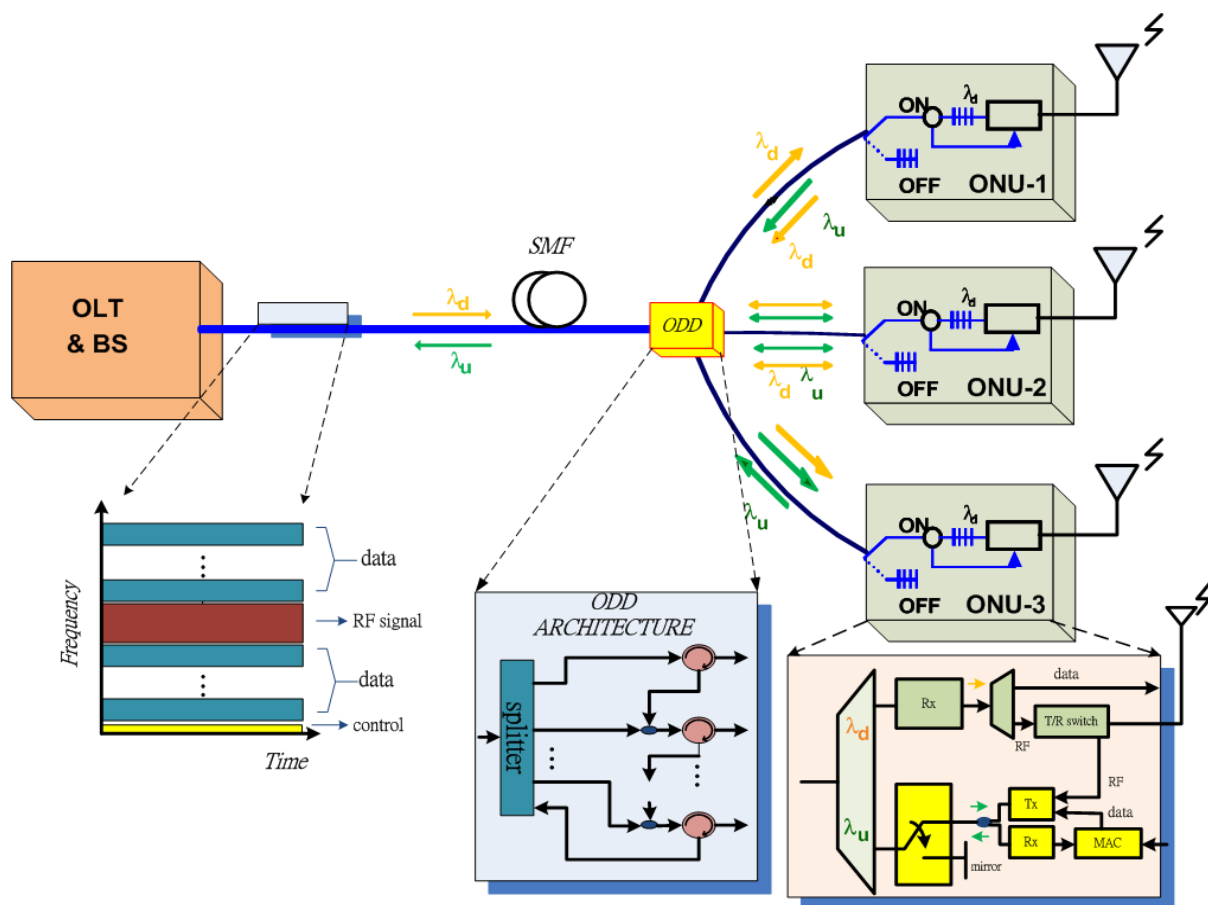


圖 3-1.次世代 OFDMA PON 整合 RF 訊號架構

這新的 OFDMA-PON 架構中，我們將 OLT 與數個 ONUs 的 splitter 換成我們設計的 ODD(Optical Distribution node)，而這個 ODD 包含了一個連接到 OLT 的 splitter、一小段 feeder fiber、以及連接到 ONUs 的 optical circulators。而此架構的 OFDMA-PON 的上行傳輸(upstream)和下行傳輸(downstream)分別使用 λ_u 和 λ_d ，在下行傳輸(downstream)中，OLT 傳送的資料經過 ODD 的 splitter，接著經過 circulator，直接傳送給對應的 ONU；而在上行傳輸(upstream)中，ONU-1 先將她想要上傳的資料和控制訊號(control information)透過 circulator 傳送給 ONU-2，而控制通道(control channel)也為 OFDMA

預先分配好的一個子通道，接著，ONU-2 已接收 ONU-1 的上行資料和控制訊號，由於 ONU-2 藉著控制訊號，知道自己分配到的子通道，於是 ONU-2 將 ONU-1 的訊號解調後加上自己的訊號，在重新產生一組新的 OFDMA 訊號。最後一個 ONU-N 在上行傳輸中透過 ODD，把資料回傳給 OLT，而此資料包含了全部 ONUs 的資料。此外，在每個 ONU 中都有放置一個 1x2 的光切換器(optical switch)，若某一個 ONU 故障或是沒有開機，上行資料仍可以跳過此 ONU，繼續傳送[17]。

總而言之，上行傳輸利用類似串連的方式，將訊號連結起來，如此一來，只需透過一個單一波長為 λ_u 的雷射，便可以達到上行傳輸的需求，又可以減少雷射的成本。

3.2 支援移動式無線訊號

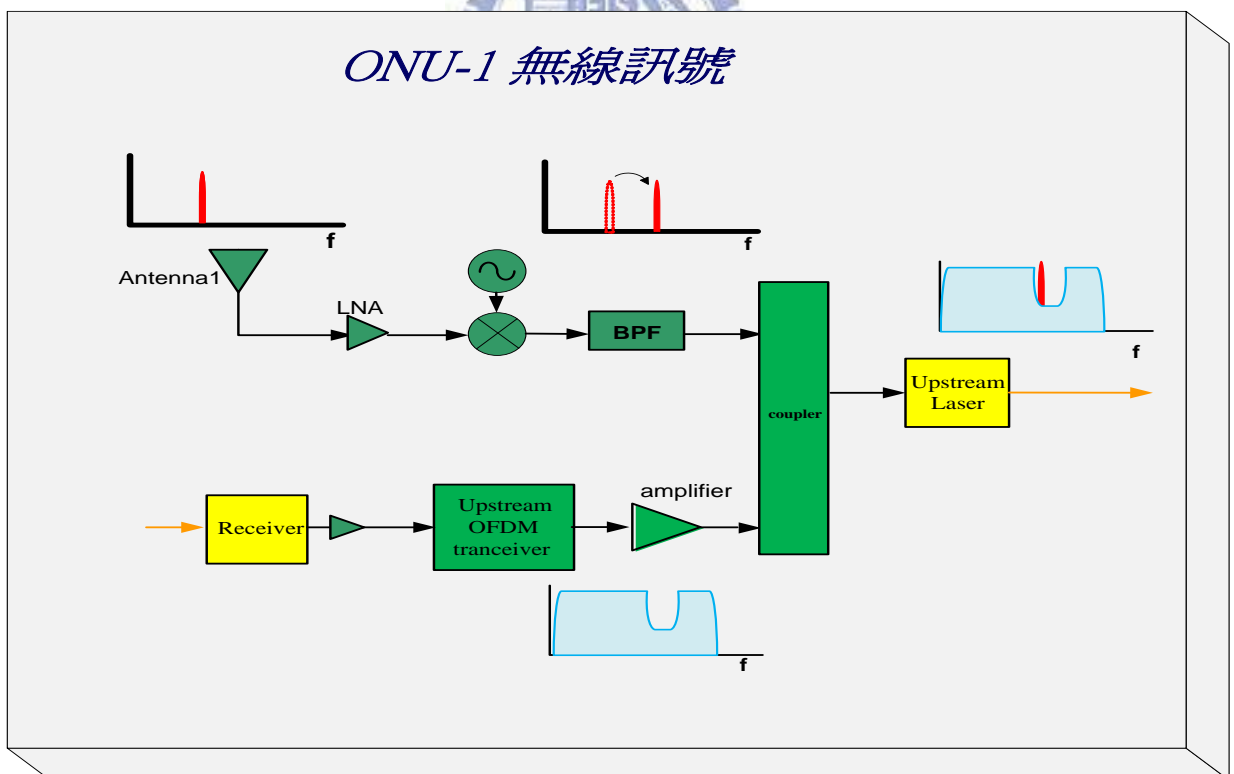


圖 3-2.ONU-1 無線訊號存取方式

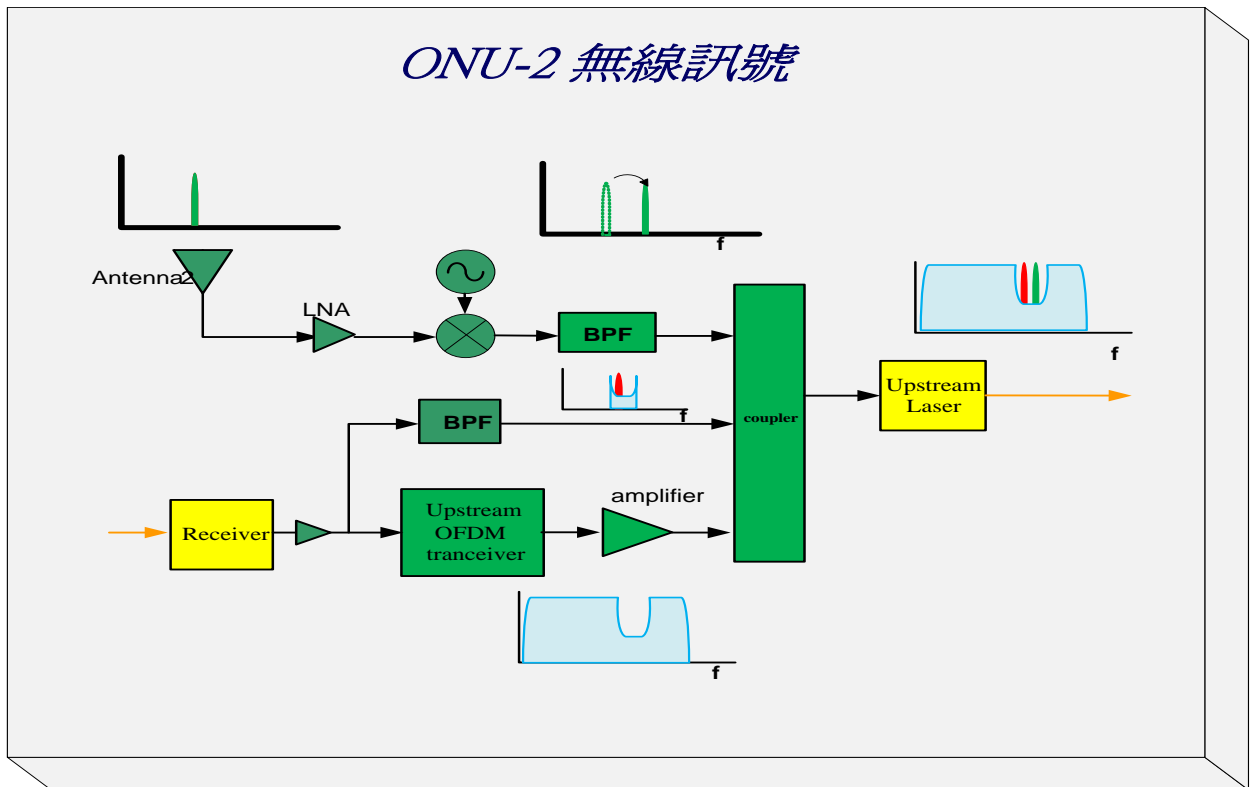


圖 3-3.ONU-2 無線訊號接收方式

我們現在考慮將上述的 OFDMA-PON 結合 RoF 來提供無線訊號服務，我們在無線訊號的頻帶位置處，將 OFDMA 的子載波訊號接設為零，亦即在頻譜圖中，為了避免無線訊號和寬頻有線訊號發生頻帶重疊，挖一個特定位置的洞來支援無線訊號的頻帶。假設在上行傳輸中 ONU-1 透過 Remote Antenna 接受到一無線訊號，我們利用一個 mixer、oscillator、中頻濾波器 BPF1，將無線訊號的使用頻帶移動到洞口內位置，使她和有線訊號不會發生頻帶重疊，也使有線訊號和無線訊號之間的干擾可以被控制，然後將移頻過後的 RF 訊號和有線訊號透過 circulator 同時傳輸給 ONU-2，而 ONU-2 接收到 ONU-1 的訊號後，先將訊號經過 splitter 複製成兩份，第一份，將 OFDMA PON 的訊號透過 FFT 解調，因特定子通道為控制通道，根據控制訊號得知可使用的子載波，將於上傳的訊號加入後，重新產生一 OFDMA 訊號，另外一部分，將訊號經過一個中頻濾波器 BPF2，將 OFDMA 的訊號濾掉，接著把 ONU-2 天線收到的訊號，移頻到 RF1 的旁邊，但依然

還是在洞口內，接著把 RF1 和 RF2 訊號加起來。最後把這些無線訊號和重新產生過的 OFDMA 訊號同時傳送出去。

以此類推，若有 N 的 ONUs，最後一級 ONU 會把一組 OFDMA 訊號和 N 組 RF 訊號用波長為 λ_u 的雷射傳送回 OLT。如此一來，便可以成爲一種新的 OFDMA 架構且支援無線訊號[16]。

3.3 架構設定和目標

在我們的實驗的架構中，我們將寬頻有線訊號設定爲 16QAM 的 OFDMA 訊號；而無線訊號設定爲 QPSK 調變的 OFDM 訊號，其無線訊號是由 WiMAX 標準去設定。而我們希望傳送 0.2~2.7Ghz 頻寬的 OFDMA 訊號，利用 128 個子載波去傳送，FFT SIZE 爲 512，並且我們將第 105~117 跟子載波不放訊號，如此一來，便有一個洞在頻譜圖上，在此洞裡放入 3 個頻寬爲 20mhz 的 RF 訊號，而中心頻率分別爲 2100Mhz、2160Mhz、2220Mhz，三者間距皆爲 60Mhz，而由於 RF 訊號與 OFDMA 訊號沒有正交性，又兩者的頻率間距不大，如此以來，會產生嚴重的互相干擾。如圖 3-4，爲 MATLAB 程式產生的訊號。

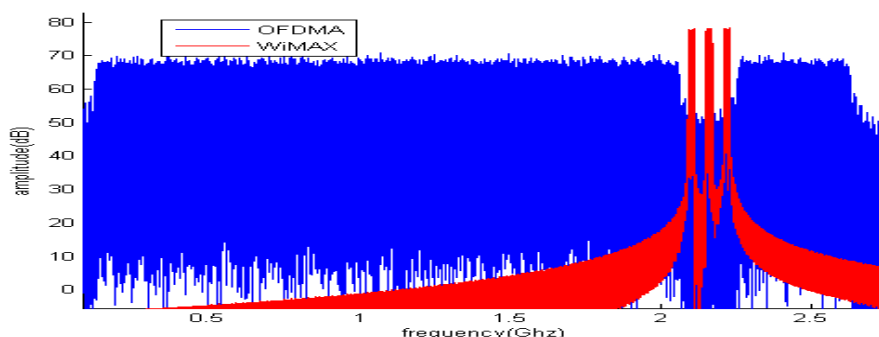


圖 3-4.OFDMA 與 RF 訊號頻譜圖

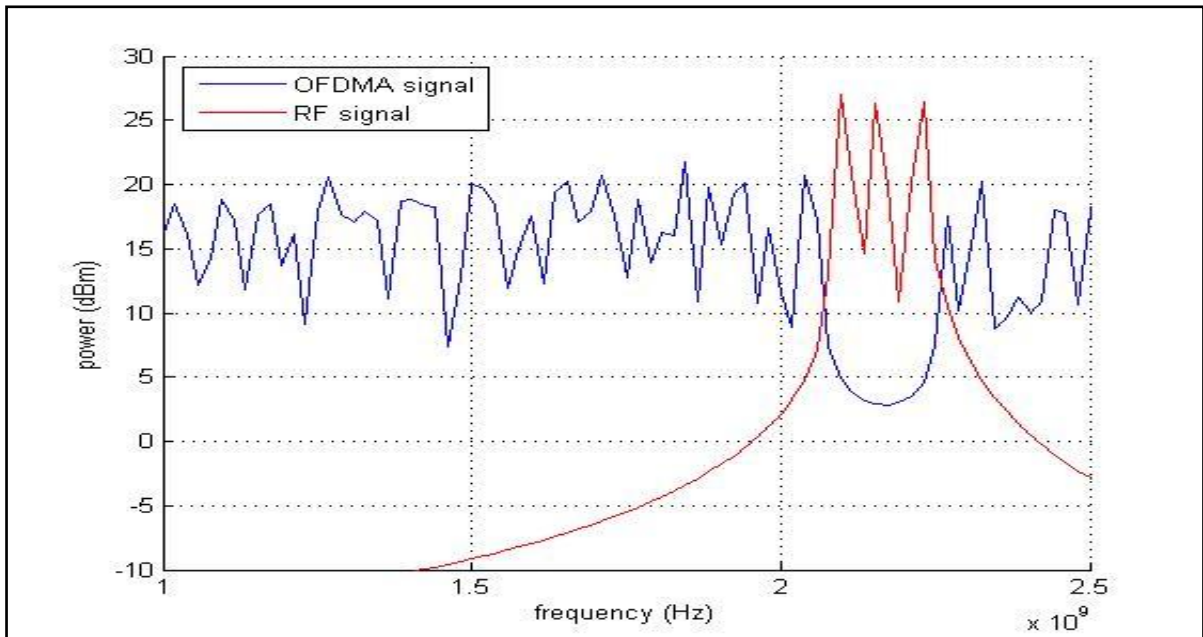


圖 3-5. FFT size N 點訊號的頻譜圖

由於 OFDMA 訊號的解調方式是將一整段 *symbol* 就做一次 FFT，而在看 RF 對 OFDM 訊號的影響時，必須將 RF 訊號用 OFDM 訊號長度切割成數段，由圖 3-5 可見 RF 與 OFDMA 的訊號均有 *sidelobe* 去互相干擾，而 OFDMA 的訊號離 RF 訊號越遠則干擾越低；而 RF 因為相對窄頻訊號，故同一組 RF 訊號所遭遇的干擾大致上相同，而不同組間，則以位於越中間的干擾越小。

我們的目標是在提供異質服務的同時，能有效的運用頻寬，並且要提供 32 個 ONUs 都可以正常運作。若寬頻訊號的錯誤率低於 $1E-3$ ，如此一來，加入錯誤更正碼後，則可以達通一般通訊標準 $1E-9$ 的錯誤率；因 OFDMA 訊號在每一級 ONU 端都有經過解調，在重新產生，故我們只需考慮傳送一級後的錯誤率是否有達到標準；因 RF 訊號是經由天線所接收下來的，我們不知其 MAC 的運作形式，我們只是將 RF 訊號用串連的方式透過光纖傳送到 *co(central office)*，故 RF 必須考慮經過 32 級後，錯誤率是否能達到 *error free*。又 QPSK 調變的方式中，若使用 Gray Code 編碼的方式，則若解調端的訊雜比能

達到約 15.5，即可達到 error free。

3.4 改善方法

由於我們的架構中，因為想要支援不同服務，但因為每個訊號間的調變方式不同，又彼此訊號間又沒有正交性，因訊號的 sidelobe 會使訊號間產生部分重疊，使得訊號間會產生互相干擾，故下面我們討論了一些不同的改善方式，而付出的代價就是複雜度變高。

3.4.1 洞口加大

若欲使干擾降低，第一種簡單的方法就是在不同訊號間放入較大的 frequency guard band，使得 sidelobe 影響的效果較小，但這種方式使得頻寬效率(bandwidth efficiency)變差。此處我們一次拿掉左右各一的兩根子載波，對中心位於 2100Mhz、2220Mhz 的兩個 WiMAX 訊號，較為公平且易控制。

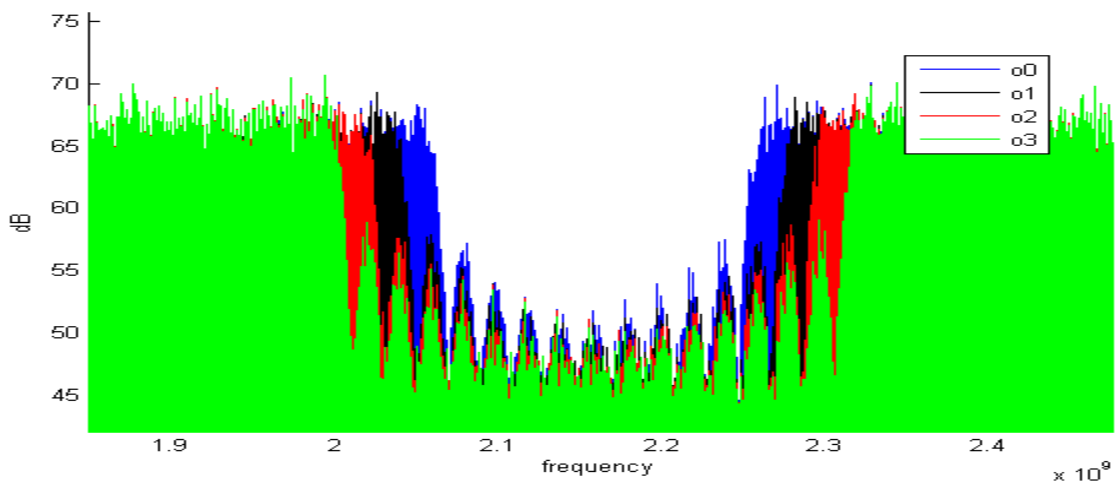


圖 3-6. o0、o1、o2、o3 頻譜圖

o0: subcarrier: 7~105 116~134 共 118 個子載波上放訊號

o1: subcarrier: 7~104 117~134 共 116 個子載波上放訊號

o2: subcarrier: 7~103 118~134 共 114 個子載波上放訊號

o3: subcarrier: 7~102 119~134 共 112 個子載波上放訊號

我們將此處將 o0 表示將 7~105 和 116~134 個子載波放上資料，而 106~115 資料皆放零，以此類推，我們可以看到若將洞口開的越大，洞口內的 sidelobe 有逐漸變小，也就是說對 RF 訊號可以減少干擾。但付出的代價也就是可以使用的頻寬變少，故要在這之中取捨。

3.4.2 NOTCH

Notch filter 是指能通過大多數頻率，但將某些特定範圍的頻率分量抑制的濾波器，而其抑制的區域可以極小，有著較高的 Q-factor。

由於 OFDMA 的解調是將訊號整個收下來做解調，因此我們收下的 RF 訊號，對 OFDMA 訊號來說，便是一種干擾訊號，我們欲使得在 OFDMA 解調端 RF 訊號得以消除，顧我們在解調前先將訊號經過了 NOTCH，將 RF 訊號去除。

但需要特別注意的是，notch filter 無法完全消除 RF 訊號產生的 sidelobe，只能將 notch filter 抑制頻寬內的訊號衰減，故仍來會有干擾。然而 OFDMA 訊號的部分 sidelobe 也會因為被 notch filter 所抑制，使得整個訊號在做解調 ifft 時，看到不對稱的能量頻譜，故 notch filter 雖然可以減少 RF 訊號對 OFDMA 訊號的干擾，但同時也會傷害到 OFDMA 訊號本身。

關於 FIR filter 的設計， Matlab 一般的設計：

The Window Method ：

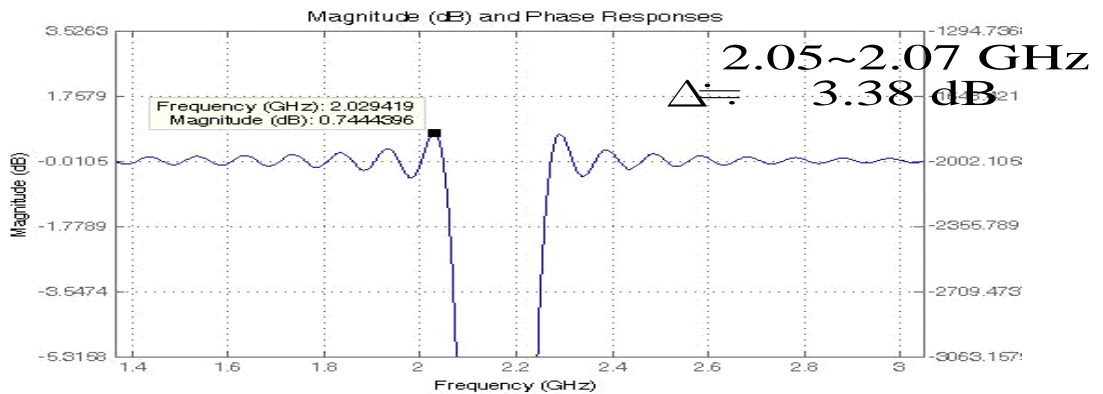
以 window 來近似 filter，其中 Kaiser 可調參數，由參數的調整可以達到其他種

window 效果。

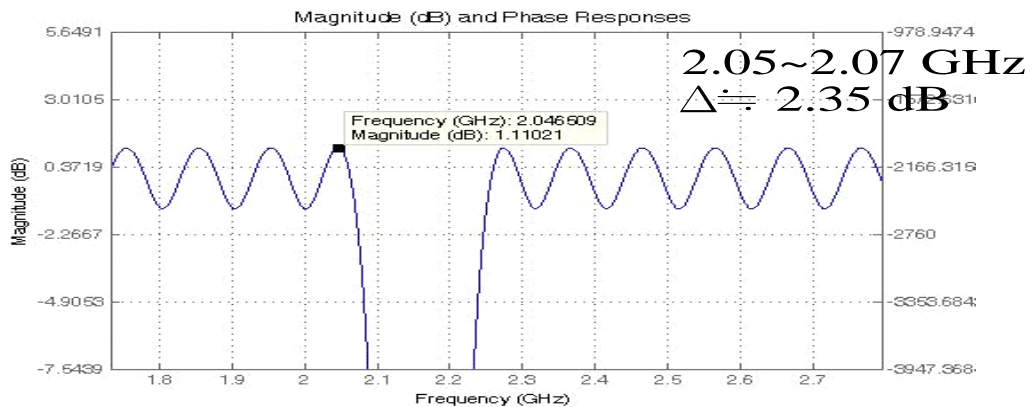
The Optimal Method :

- Equiripple : 主要以達到最小 ripple peak 到理想值誤差為設計標準，passband 上 ripple 大小都一樣，但是平均誤差比較大。
- Least-squares : 用最小平均誤差來設計，故缺點就是 peak 誤差比較大，像 notch ，ripple 在洞口附近處很大。

Least square



Equiripple



Kaiser

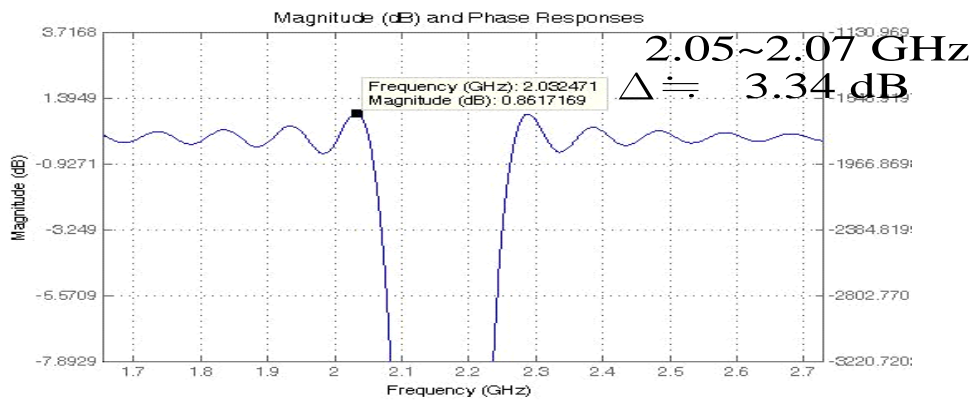


圖 3-7.三種 NOTCH 的頻譜圖

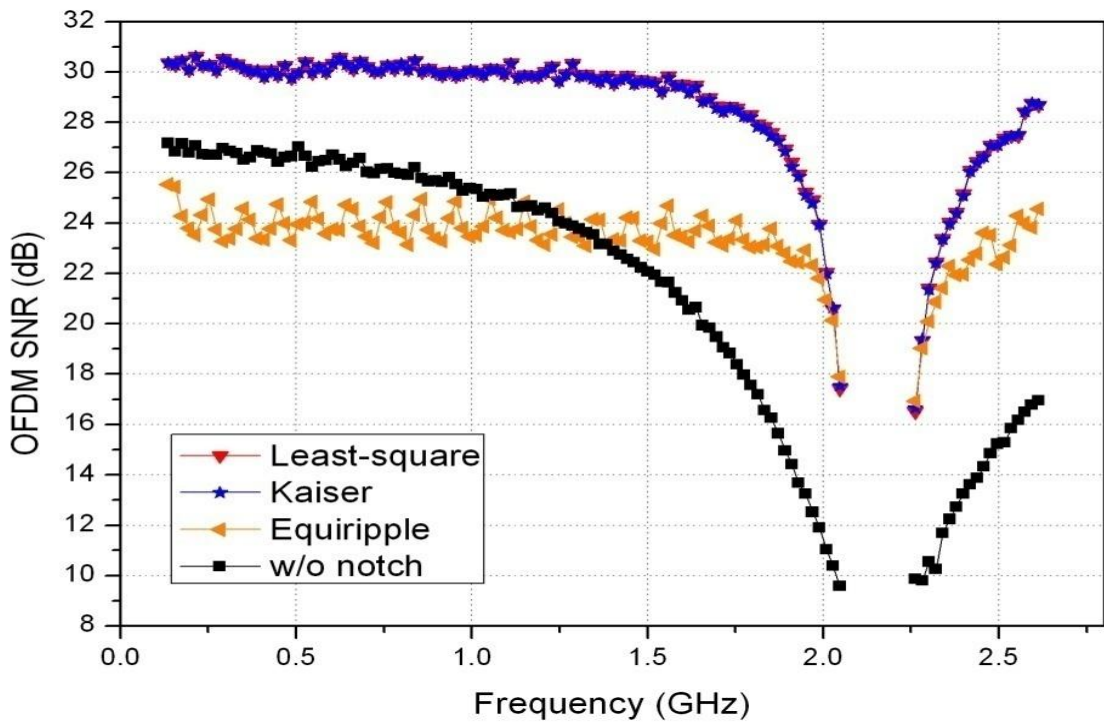


圖 3-8.Notch 對 OFDM SNR array 曲線圖

在測時的情況中，如圖 3-8 我們發現 ripple 對 OFDM 所造成的傷害很大，使用 Equiripple 的時候，振福響應在每個子載波內的變化很大，使得 OFDMA 訊號的整體 SNR 都往下掉，在最接近洞口附近處的子載波，Equiripple 的 SNR 為最高，但整體平均 SNR 仍為最低，主要是因為遠離洞口的子載波幾乎看不到 RF 的干擾，只有看到 ripple 的影響。而 Least-squares 和用 Kaiser，在使用階數為 200 時，只有在洞口附近會產生 ripple，

故遠離洞口的子載波都沒受到干擾，故整體 SNR 較高，又兩者效果幾乎完全重疊。

最後我們選用下面規格的 notch filter

Notch Kaiser (FIR)

order : 200 β : 0.5

Fc1(6dB) : 2.08 Fc2(6dB) : 2.24

Attenuation :

At 2.1 GHz \cong 19.3dB

At 2.16 GHz \cong 35.3dB

At 2.22 GHz \cong 18.4dB

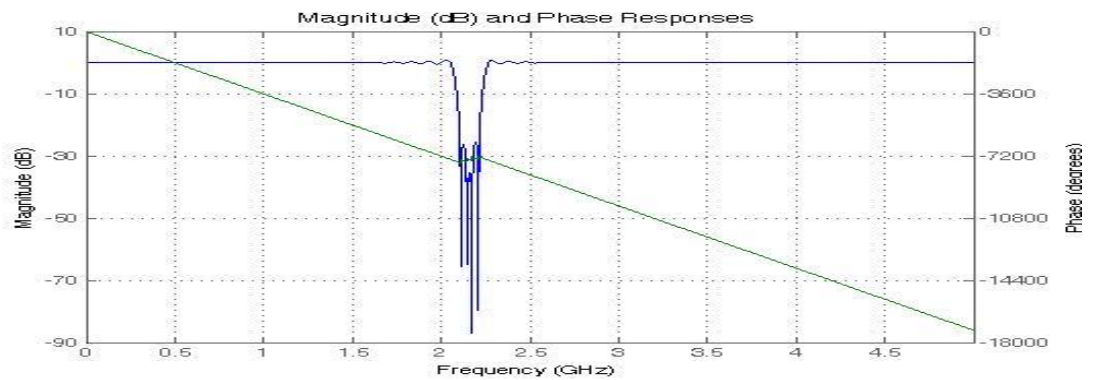


圖 3-9.kaiser notch 濾波器的振幅和相位圖

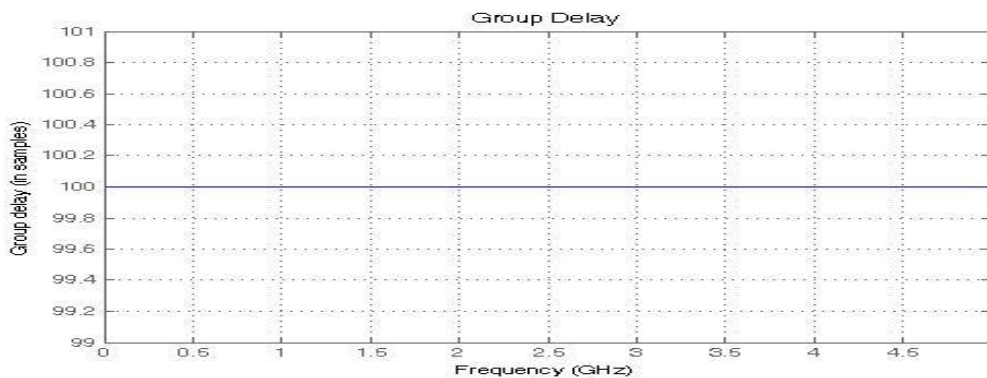


圖 3-10.Kaiser notch 濾波器的群延遲圖

由圖 3-8 可知，此 notch filter 的群延遲為一個常數，故不會造成 ISI 的現象。且僅在洞口附近有 ripple 的現象。

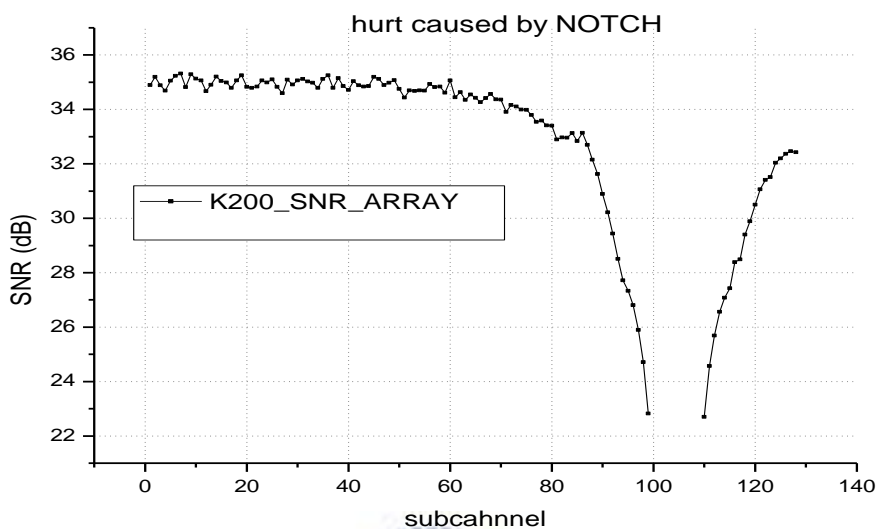


圖 3-11. notch filter 對 OFDM 訊號的傷害

由於 notch filter 不光僅僅是將 RF 的 inband signal 拿掉，他同時將 OFDM 訊號在洞口內的 sidelobe 衰減，如此一來，如圖 3-11 會傷害到 OFDM 訊號本身。

3.4.3 加窗法

由於 OFDMA 寬頻得離散訊號因為 phase jump 會產生出 sidelobe，進而會干擾到 RF 訊號，所以我們在這邊加入了 window 的方法，欲使得訊號的 sidelobe 降低。而加 window 的方式，就是在時域上訊號與 window 相乘，如此一來訊號的 sidelobe 便會降低，然後當 window 的 guard interval(GI)加入的越多的時候，則 sidelobe 也會降的越低，但是相對的 throughput 也會越低[7] [8] [9]。

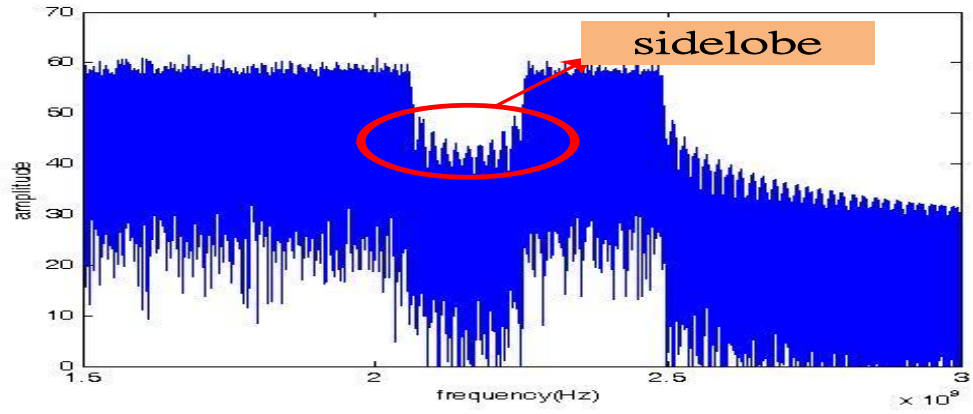


圖 3-12. OFDM 訊號所產生的 sidelobe

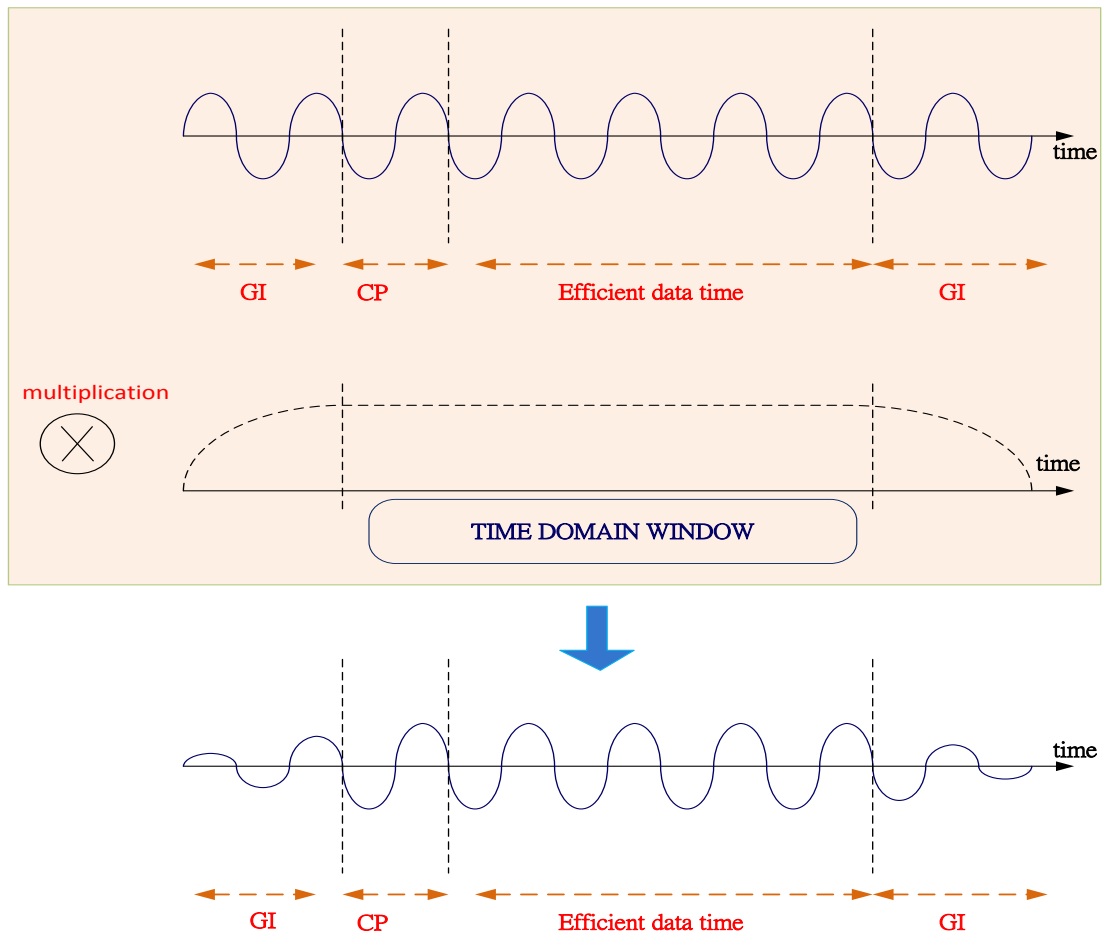


圖 3-13. 訊號加上 Window 示意圖

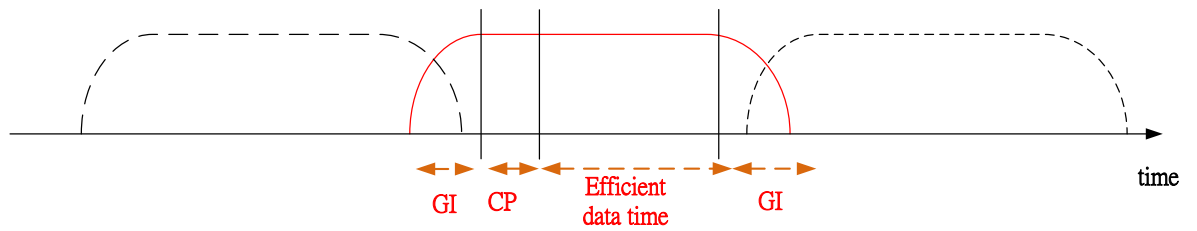


圖 3-14.window 後訊號可避免其交疊

而這邊我們欲跟洞口加大法做比較，故我們以相同的 throughput 為前提，我們計算 o0、o1、o3 所對應的 guard interval 為多少，而這邊我們使用的 symbol length 為 520 個 sample，共 118 根子載波，而其 GI 代表欲加入的 sample 點，而 2X 代表拿掉的根數，欲使得 throughput 相同，則必須滿足下列的式子

$$\frac{118}{(520 + GI) \cdot \frac{1}{fs}} = \frac{118 - 2X}{520 \cdot \frac{1}{fs}} \quad (\text{Symbol/s})$$

2X	2	4	6	8	10
Round(GI)+1	9	19	28	38	49

上表為在相同 throughput 中，洞口加大法對應的 GI 數，而我們在實驗中，我們挑選了 GI 為 28 的狀況，也就是 o3 的情況，我們針對這兩種做比較。

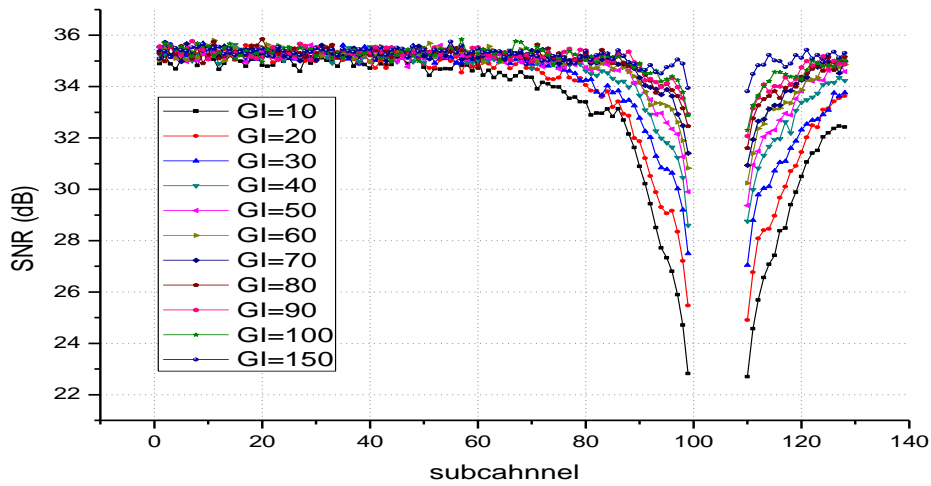


圖 3-15.window 補償了 notch 對 OFDM 訊號的傷害

由圖 3-15，我們可以發現若在加上 windowing 的 OFDM 訊號，由於可以使得訊號集中在 mainlobe 的區域，而使得被 notch filter 砍掉的部分較少，所以訊號可以較沒有加 window 的訊號品質更好。



3.4.4 OMI 調整

如圖 3-12，根據 OMI(Optical Modulation Index)的定義為

$$m(\text{OMI}) = \frac{p_{\text{amp}}}{P_{\text{avg}}}$$

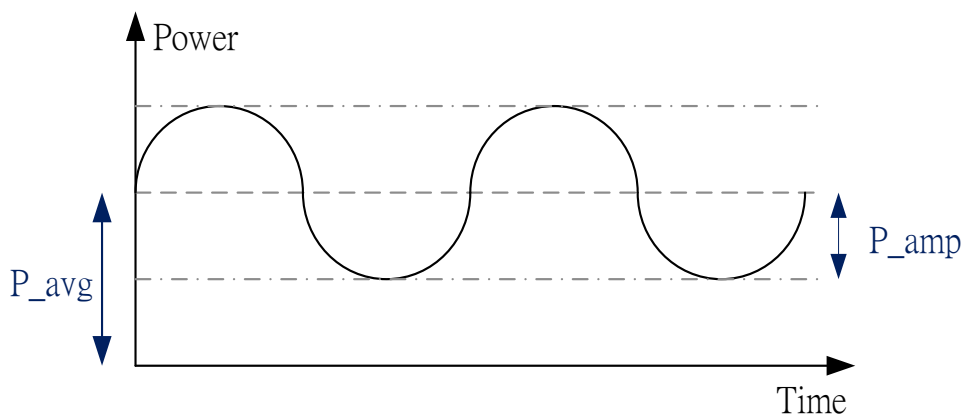


圖 3-16.Optical Modulation Index 示意圖

由於 OFDMA 是許多不同子載波訊號相加起來，故有很大的 PAPR(peak to average ratio)，而若我們將調變深度變很大時，很容易會有訊號會被砍掉(clipping)，然後調變深度小時，可以避免被雷射 clipping 的問題，但因 OFDM 的 PAPR 很小時，此時 power efficiency 又很差。故最好的 performance，勢必是發生在有一點點 clipping 且 OFDMA 訊號又能盡量大的時候。故我們在做實驗時，必須特別注意 OMI 的設定。又因我們實驗中，RF 訊號與寬頻有線訊號皆是使用 OFDMA 的調變技術，因此兩者的 PAPR 都極大，在共同傳輸過後，兩者 PAPR 相當於直接相加了，故使得在同一個能量內，能傳送的 power efficiency 很差。clipping 的效果對寬頻訊號以及 RF 訊號所造成的傷害不太相同，我們須在實驗中特別注意。

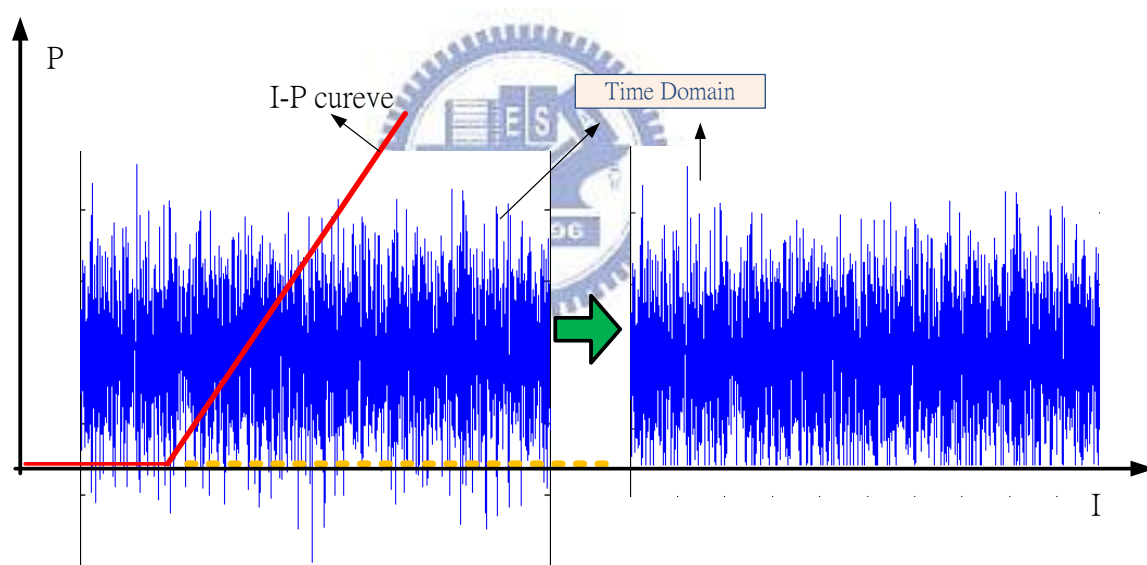


圖 3-17.訊號被雷射 clipping 的現象

3.5 數學模型

3.5.1 雜訊比算法

在實驗中，我們傳送的訊號為寬頻的 16-QAM 訊號以及 QPSK 的無線訊號，兩者皆用 OFDMA 的技術傳送，而其中無線訊號使用 WiMAX 的標準。

而此實驗中，由於 OFDMA 數個子載波所組成，故實驗中，我們能根據每個子載波，算出一 SNR 矩陣，但由於 OFDM 為寬頻的訊號，而 SNR 所受 RF 訊號的干擾差異甚大，故若將此 SNR 矩陣取平均，則這個值沒有指標性，因為即使平均 SNR 很大，但其實可能在洞口附近的子載波，SNR 低到不能使用，故我們在考慮寬頻 OFDM 訊號的時候，我們先將每個子載波的 SNR 換算成 BER，接著再將 BER 取平均。我們的目標是 $1E-3$ ，因為若將系統加入錯誤更正碼 (Forward error correction)，則錯誤率便可以達到約 $1E-9$ ，達到通訊上的 ERROR FREE。

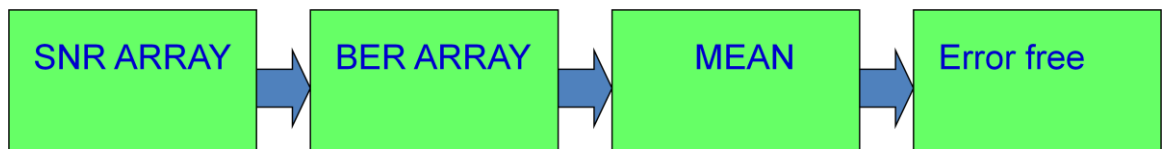


圖 3-18.錯誤率計算流程圖

反過來說，由於此設定中，WiMAX 訊號為只有 20Mhz，訊號所看到的干擾都差異性不大，故我們在計算 RF 訊雜比時，仍是採用平均的方式。

3.5.2 EOE 後的雜訊比

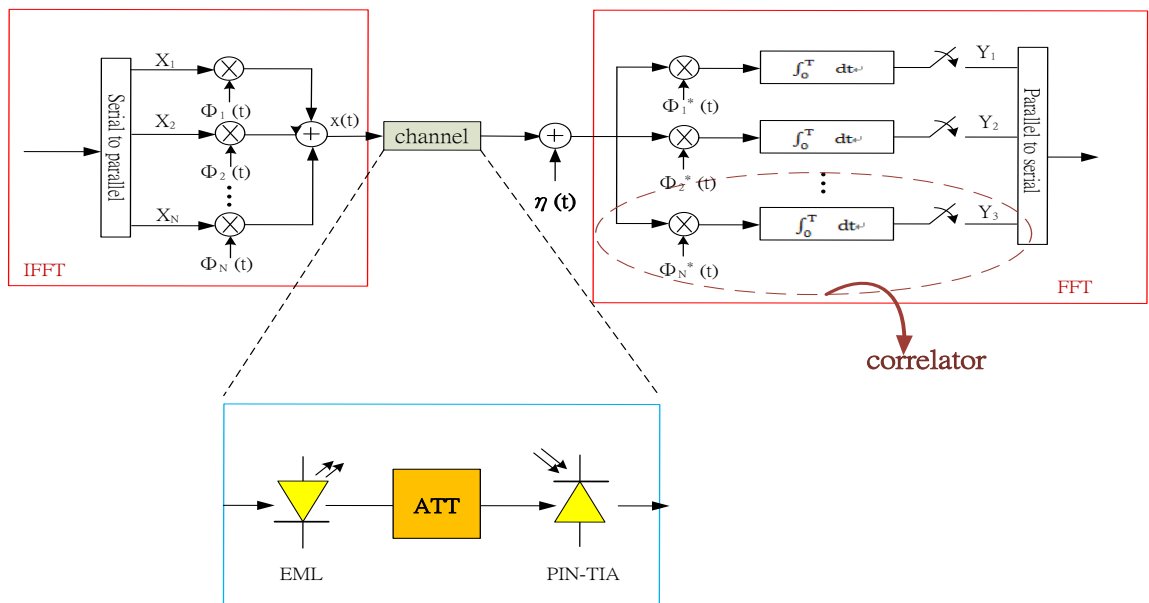


圖 3-19.OFDM 訊號經過 EOE 示意圖

首先，我們根據 OFDM 的 MODEL，先來計算 OFDM 的 SNR[18]

一開始用訊號為[X1 X2 X3 …·XN]的形式進入，而經過 serial-to-parallel，則可以將訊號分成 N 路訊號，使時將每路訊號乘上一基底，基底為

$$\phi_n(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{T-T_g}} e^{j2\pi n\Delta f(t-T_g)} & T_g \leq t \leq T \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3.1)$$

其中 $T = T_g + T_e$ 為一個符號的重送時間， Δf 為每個子載波的頻率差

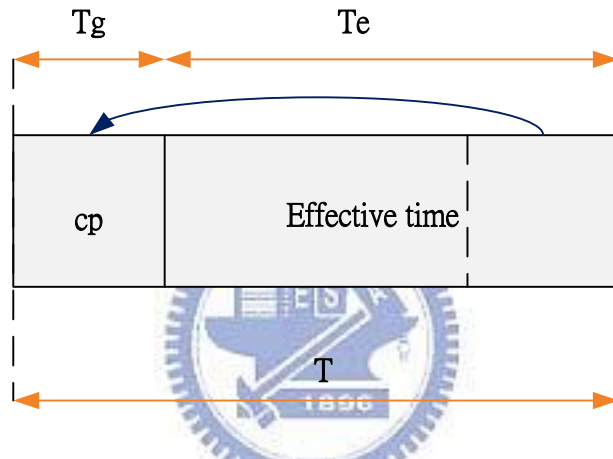


圖 3-20.單一個 OFDM 符號包含 cyclic prefix(CP) 區間 T_g 以及有效區間 T_e

如此一來可以在傳送端產生一組 OFDM 符號：

$$\chi(t) = \sum_{n=1}^N X_n \phi_n(t) \quad (3.2)$$

若假設通道的脈衝響應為 $h(\tau; t)$ 以及 AWGN 得雜訊 $\eta(t)$ ，則在接收端的訊號則可以被表示成

$$y(t) = \chi(t) * h(\tau; t) + \eta(t) = \int_0^T h(\tau; t) \chi(t - \tau) d\tau + \eta(t) \quad (3.3)$$

而在接收端，訊號 $y(t)$ 經過一 match filter 的陣列，指陣列基底為

$$\psi_n(t) = \begin{cases} \phi_n^*(T_e - t) & 0 \leq t \leq T_e \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3.4)$$

而其中 $0 \sim T_e$ 的時間即代表將 cp 移除，只取出訊號的有效部分。

而經過第 n 個 match filter 後的取樣輸出點為

$$Y_n = y(t) * \psi_n(t) = \int_{-\infty}^{\infty} y(t) \psi_n(T-t) dt \quad (3.5)$$

根據式(3.5)，我們可以將 $\psi_n(T-t)$ 與 $\phi_n^*(t)$ 對調，並且替換積分上下限，將 $[-\infty, \infty]$ 變成 $[T_g, T]$

$$Y_n = \int_{T_g}^T y(t) \phi_n^*(t) dt \quad (3.6)$$

接著將式(3.6)的 $y(t)$ 代入

$$Y_n = \int_{T_g}^T \left(\int_0^T h(\tau; t) \chi(t-\tau) d\tau + \eta(t) \right) \phi_n^*(t) dt + \int_{T_g}^T \eta(T-t) \phi_n^*(t) dt \quad (3.7)$$

假設我們的通道在傳送一個 ofdm 符號的時間內為 Time-invariant，則我們可以將 $h(\tau; t)$ 替換成 $h(\tau)$ 來簡化算式

$$Y_n = \sum_{\bar{n}=1}^N X_{\bar{n}} \int_{T_g}^T \left(\int_0^T h(\tau) \phi_{\bar{n}}^*(t-\tau) d\tau \right) \phi_n^*(t) dt + \int_{T_g}^T \eta(T-t) \phi_n^*(t) dt \quad (3.8)$$

式(3.8)裡面的積分式子，又可以依據式(3.1) 展開成

$$\begin{aligned} \int_0^T h(\tau) \phi_{\bar{n}}(t-\tau) d\tau &= \int_0^T h(\tau) \frac{e^{j2\pi\bar{n}\Delta f(t-\tau-T_g)} d\tau}{\sqrt{T-T_g}} \\ &= \frac{e^{j2\pi\bar{n}\Delta f(t-T_g)}}{\sqrt{T-T_g}} \int_0^T h(\tau) e^{-j2\pi\bar{n}\Delta f\tau} d\tau \end{aligned} \quad (3.9)$$

而當傳送端送出的第 \bar{n} 個子載波送出的 OFDM 符號與接收的第 n 個子載波互相對應，則此時通到脈衝響應的傅立葉轉化取樣點為 $\bar{n}\Delta f$ ，也就是說通道頻率響應為 $H_{\bar{n}} = H(\bar{n}\Delta f)$

$$H_{\bar{n}} = H(\bar{n}\Delta f) = \int_0^T h(\tau) e^{-j2\pi\bar{n}\Delta f\tau} d\tau \quad (3.10)$$

將式(3.10)代入到式(3.9)內，則可以得到

$$\int_0^T h(\tau) \phi_{\bar{n}}(t-\tau) d\tau = \phi_{\bar{n}}(t) H(\bar{n}\Delta f) \quad (3.11)$$

而將式(3.11)帶回式(3.8)

$$Y_n = \sum_{\bar{n}=1}^N X_{\bar{n}} H(\bar{n}\Delta f) \int_{T_g}^T \phi_{\bar{n}}(t) \phi_n^*(t) dt + \int_{T_g}^T \eta(T-t) \phi_n^*(t) dt \quad (3.12)$$

因為在傳送端 $\phi_n(t)$ 彼此互為單位正交基底，故僅有在 $\bar{n} = n$ 的時候，才会有值，並

且因為基底已經 normalize，故積分過後的值為 1，故得到的位元為

$$Y_n = X_n H(n\Delta f) + \eta_n \quad (3.13)$$

而其中 $\eta_n = \int_{T_g}^T \eta(T-t) \phi_n^*(t) dt$

故我們在解調端接收到訊號的 SNR

$$\text{SNR} = \frac{|X_n H(n\Delta f)|^2}{\text{Var}[\eta_n]} \quad (3.15)$$

而現在假若我們通道為一雷射端以及光接收器，而其中一個子載波調變深度為 m ，且雷射的 frequency response 為 1，而又 receiver power 為 P_{in} ，故光接收器將訊號收下轉換成電流 I_p ，假設轉換效益為 R ，光接收端前的訊號為

$$L(t) = P_{in} \times (1 + m x(t)) \times \cos^2(W_c t) \quad (3.16)$$

$L(t)$ 代表為光能量的大小。經過光接收器後，去除其直流和高頻項，收到的電流為

$$I(t) = m \times x(t) \times R \times P_{in} \quad (3.17)$$

下面我們以 OFDMA 訊號為例，在傳輸中許多雜訊會產生，光接收器的 thermal noise、RIN noise、shot noise。

首先我們討論一般 EOE 過後所產生的雜訊[14]

THERMAL NOISE

$$N_{TH} = I_{TH}^2 \times BW \quad (3.18)$$

SHOT NOISE

$$N_{shot} = 2 \times e \times (I_D + I_p) \times BW \quad (3.19)$$

RIN NOISE

$$N_{rin} = R_{in} \times I_p^2 \times BW \quad (3.20)$$

BW 為每一子載波 double sided 的頻寬，因為每個解調端的 correlator 對應成一個 match filter，而其頻寬為 $BW = \frac{2}{T_e}$ 的濾波器，而其中心頻率為 $n\Delta f$ 。

由於上面 3 種雜訊均可視為高斯分佈 (Gaussian distribution)，且

$$\text{var}[\eta_n] = N_{\text{TH}} + N_{\text{rin}} + N_{\text{shot}} \quad (3.21)$$

則將此雜訊能量代入式(3.15)

$$\text{SNR} = \frac{|X_n|^2 \times m^2 \times R^2 \times P_{\text{in}}^2}{N_{\text{TH}} + N_{\text{rin}} + N_{\text{shot}}} \quad (3.22)$$

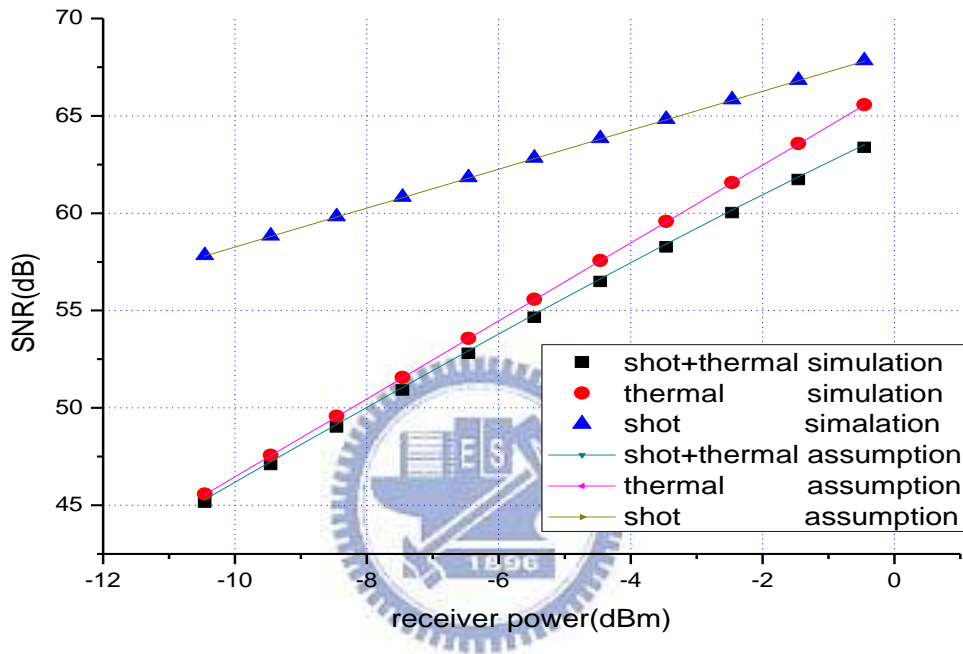


圖 3-21.模擬以及推算的 SNR 結果圖

圖 3-17 為利用 VPI 程式模擬光路以及利用 MATLAB 算出來的結果，我們這邊只在一個子載波上面放上 QPSK 訊號，來觀察單一載波的調變深度，並且我們假設雷射的頻率響應為一常數，光接收器的 responsivity 為 1，我們針對不同的 NOISE 做計算與量測，可以觀察到計算與量測完全重疊在一起，由此我們可以驗證我們的結果。

3.5.3 VPI 設定

我們透過 VPI7.0 這套軟體，去模擬我們系統的架構，其中包括訊號產生端、衰減器、雷射、光衰減器、光接收器以及訊號解調端，而圖 3-18 中展示了其訊號頻譜以及

經過光電轉換後的訊號，我們用此模擬作為實驗的參考依據。

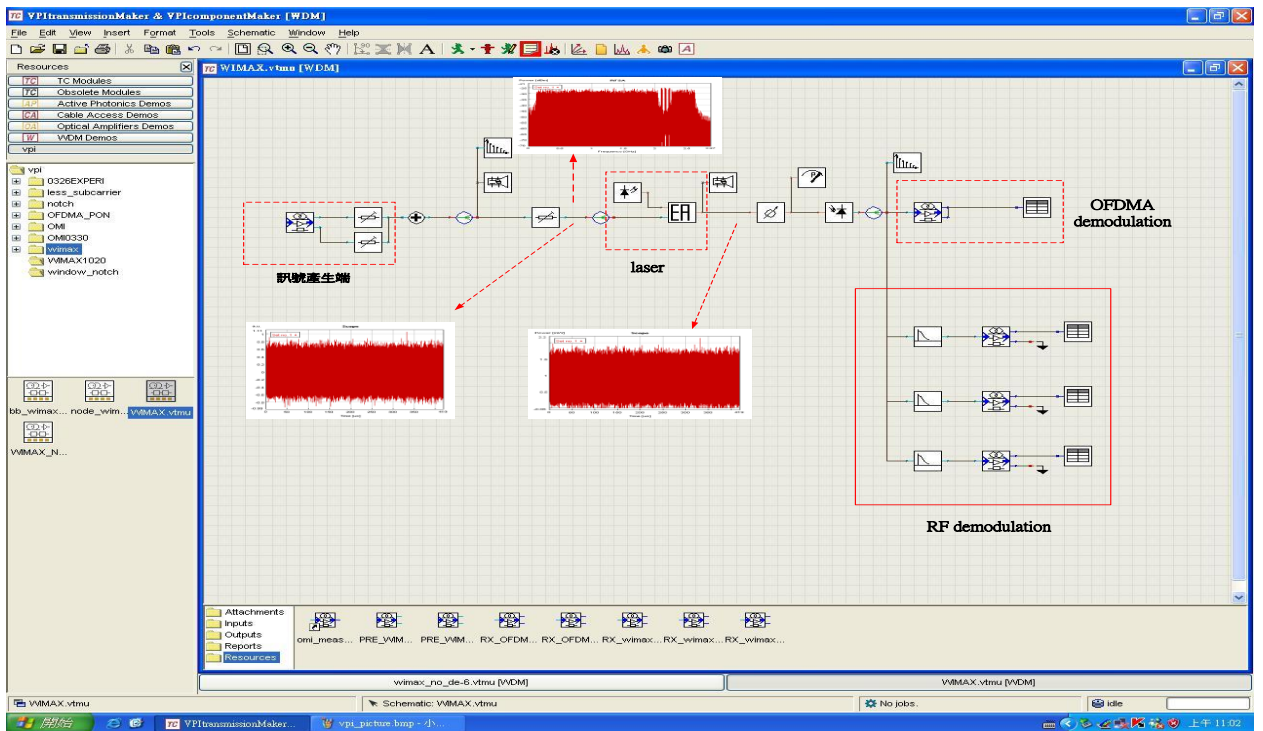


圖 3-22.VPI 模擬架構

如圖 18，我們利用 matlab 產生 OFDMA 與 RF 的訊號，利用 VPI 這套軟體，模擬在不同能量比例下，兩者互相干擾的情況。

3.5.4 目標 32 級 ONUs

我們目標要支援共 32 的 ONUs，則 RF 訊號必須對抗 32 次的 OFDMA 訊號的干擾，外加 32 次的 EOE 所產生的雜訊，而由於我們的 RF 訊號是 QPSK 調變方式，故若要達到 $1E-9$ 的錯誤率時，若用 gary code 碼編時，則

$$\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{S}{N}} = 10^{-9}$$

則此時 S/N 大約為 15.5dB 左右。

此時我的假設若經過每一級 ONU 所受到的雜訊為固定的，則我們利用 VPI 這套軟

體模擬前五級的結果，並利用前兩級的 SNR 來推算傳送 32 級 ONUs 後的 SNR 曲線圖，因此我們即可知道我們在第一級傳送後，至少需要達到的 SNR 值。

$$\text{NODE 1} \quad \text{SNR}_1 = \frac{S}{N_1}$$

$$\text{NODE 2} \quad \text{SNR}_2 = \frac{S}{N_1 + N_2}$$

$$\text{NODE 3} \quad \text{SNR}_3 = \frac{S}{N_1 + 2N_2}$$

以此類推，在第 N 級時候的 SNR 為

$$\text{NODE N} \quad \text{SNR}_N = \frac{S}{N_1 + (N-1)N_2}$$

故圖 3-19，我們展示了先用 VPI 模擬了前五集的情況，並根據理論，根據第一級推算出經過 32 級過後，在此我們模擬了經過一級 SNR 約為 31、32、33(dB)三種情況，SNR 的模擬曲線圖。由圖大概可以得知，若想要在傳送 32 級 ONU 過後，SNR 仍然有 15.5dB 以上的 SNR，則第一級的 SNR 大概需要 32dB 左右。故之後在做實驗的時候，我們設法讓第一級的 SNR 超過 32dB。

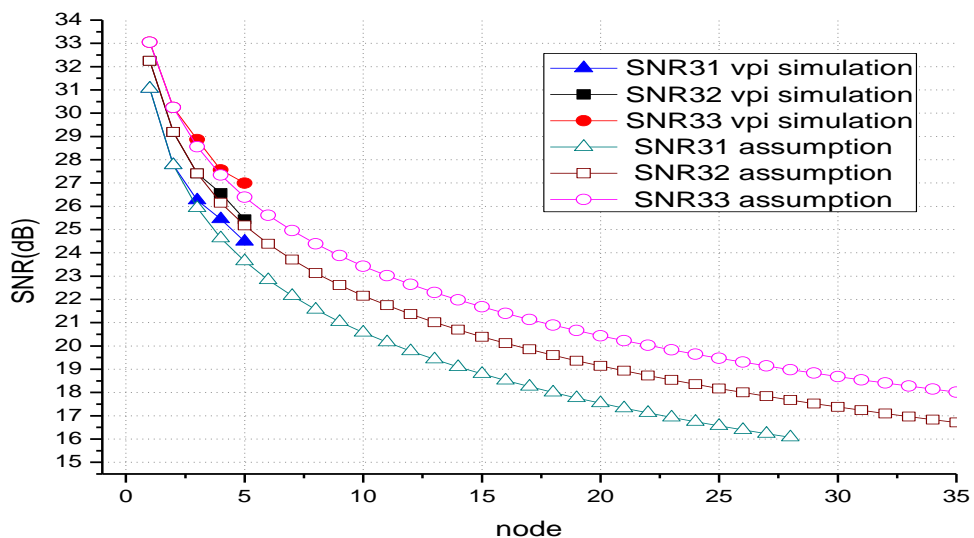


圖 3-23.模擬 RF 經串接 32 級 ONU 後的效能

4 實驗設置

我們主要實驗大致上做的實驗可以分成三部分，第一部分為上行傳輸測試 (upstram test)，測試 OFDMA 訊號與 RF 訊號在互相干擾下，怎樣能達到共存的目標，並且利用第二章的改善方法來試圖改善。在此部分，我們將 RF 訊號與 OFDMA 訊號，透過 AWG (arbitrary waveform generator) 產生出來，接著透過 ATTENUATOR1 和 ATTENUATOR2 來調整 OFDMA 訊號和 RF 訊號的能量比例，接著透過 directional coupler 將訊號合併在一起，接著將訊號載在直調雷射上，接著傳送到光接收器，經過 BPF，RF 從示波器將訊號抓下來做解調，觀察 RF 錯誤率變化；也將 OFDMA 訊號從示波器抓下來做解調。如此一來，我們可以了解傳送一級後，在不同能量比例下，RF 與 OFDMA 訊號的錯誤率。

第二部分為 ONU-32 傳送回 OLT 會經過 fiber 傳送回去，故只有在第 32 級的時候傳送的比例會有所不同，因此需測時經過 FIBER 過後，對兩種訊號是有什麼傷害。此架構與第一部分幾乎相同，唯一差別為我們在雷射與光接收器中間，加入了 20 公里的 SMF (Single Mode Fiber)，而此 fiber 的 insertion loss 大約為 4.7dB。

第三部分為 RF Signal 串聯測試 (Cascadibility Test)，由於 RF 訊號必須傳送回 OLT 端才能進行解調，因此 EOE 所產生的雜訊以及 OFDMA 訊號 sidelobe 所產生的干擾便會累積，我們欲測試 32 級後的結果，並找到可用的組合。此部分的作法為將 RF 與 OFDMA 訊號透過 AWG 產生過後，依然透過 ATTENUATOR 調整能量比例，接著經過 directional coupler 將訊號結合，再經過光調變器與光接收器，接著將訊號經過 BPF，使中心頻位於 2100Mhz、2160Mhz 的 RF 訊號經過，並透過示波器將訊號抓下來解調，透過 MATLAB 程式，再將中心頻率位於 2220Mhz 與示波器抓下來的訊號相加，再將此訊號透過 AWG2 傳生，在與透過 AWG1 產生的 OFDMA 訊號進行相加，此 ATTENUATOR 之前設定，以

確保傳送 32 級的過程中都是使用同一種能量比例。用此方式重覆 32 次，來模擬實際上傳送 32 級後的結果。需要特別注意的是，在此 OFDMA 訊號在每一次傳送中都重新隨機產生一組 OFDMA 訊號，若 32 級中都使用相同的 OFDMA 訊號，則對 RF 訊號的干擾會有相關性，如此一來，干擾的現象會有週期的變化，便無法模擬真實的情況。故在此實驗中，我們有準備了 32 組的 OFDMA 訊號。

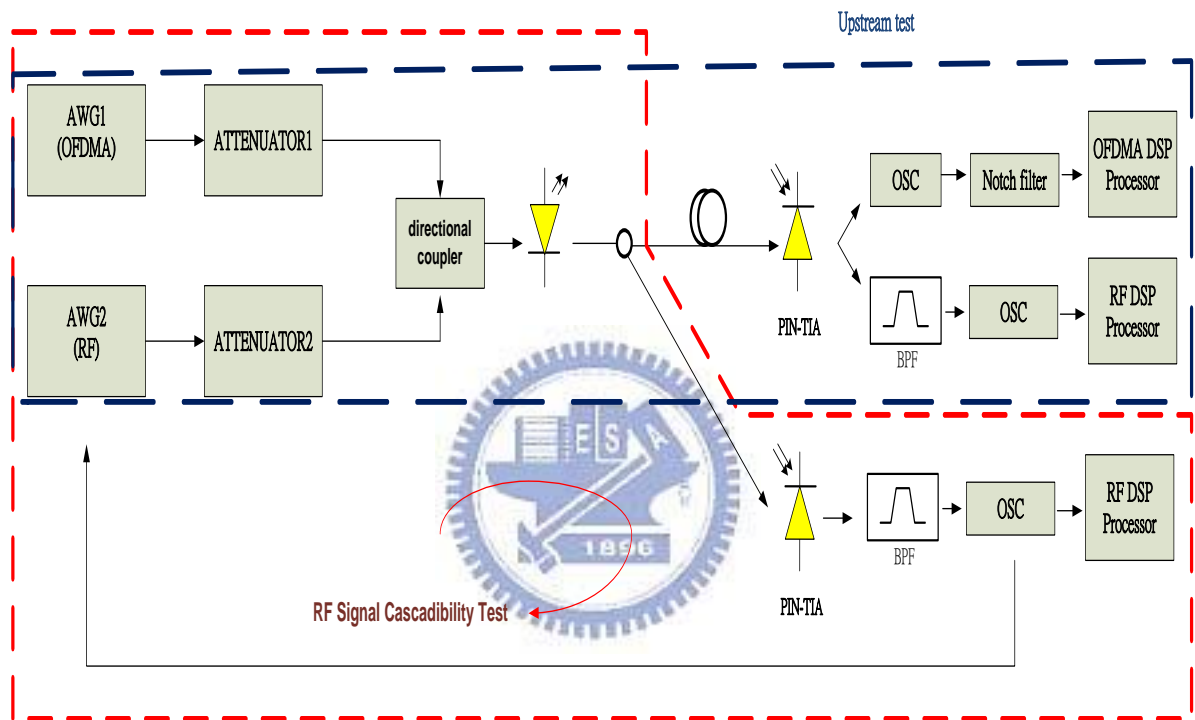


圖 4-1.實驗架構圖

4.1 傳送信號介紹

4.1.1 OFDMA 訊號

16-QAM 的 OFDMA 訊號的 FFT size 為 512，放資料的載波為 7~105 根和 116~134 根 共 118 個子載波上放訊號，並且共傳送 1250 個符號，cp 為 1/64，頻寬為 0.2~2.7Ghz，使用 arbitrary waveform generator(AWG1)來傳送，取樣頻率為 10G，並擷取一段訊號

放置到前面做爲 header，來方便在接收端尋找訊號的始末[15]。

4.1.2 RF 訊號

我們將 RF 訊號用 WiMAX 的標準去產生，QPSK 方式的 OFDMA 訊號，其 FFT SIZE 爲 2048，CP 爲 1/8，頻寬爲 20Mhz，產生 3 組 RF，其中心頻率分別爲 2100Mhz、2160Mhz、2220Mhz。使用 AWG2 來同時傳送這三組[15]。

4.2 Power Ratio 設定

在此我們定義 power ratio 爲

$$PR(\text{Power Ratio}) = 10 \log \frac{\text{power of RF signal}}{\text{power of OFDMA signal}} \quad (\text{dB})$$

我們藉由此參數 PR (Power Ratio)，來量化我們每一級的結果，以後我們只須知道我們每一級 ONU 的 PR 值設定，並可以重複我們的實驗結果。並且可以由 PR margin 範圍大小來知道系統的穩定性。



4.3 中頻濾波器 BPF2 選擇

一般常用的 PON 提供給 32 級 ONUs，也就是說，我們此種架構下，在最糟糕的情況中，ONU-1 接收到一組 RF 訊號，接著傳給 ONU-2、ONU-3，直到 ONU-N，在每一級 ONU 內，皆會透過 BPF2，將 RF 的訊號濾出在把新的 RF 訊號加入，也就是說，ONU-1 天線所收到的 RF 訊號必須經過 32 級的 BPF2 外加在解調端將單一 RF 訊號濾出的 BPF1。然而一般濾波器大致可以分成兩種，一種是 FIR，而另外一種是 IIR。

	IIF filter	FIR filter
群延遲 (group delay)	非線性相位，有群延遲	線性相位

階 (order)	少	多
-----------	---	---

此處我們希望能夠找到的 BPF 為在洞口內的濾波器振幅響應(amplitude response) 為常數，因為我們希望每一組 RF 訊號在解調端看到的訊號能量是相同的，這樣對每個 ONUs 才是公平的。

我們測試了 buttterworth filter 和 bessell 兩種不同的 filter。可以明顯看出，若 filter 選用的頻譜響應不是平的，差別

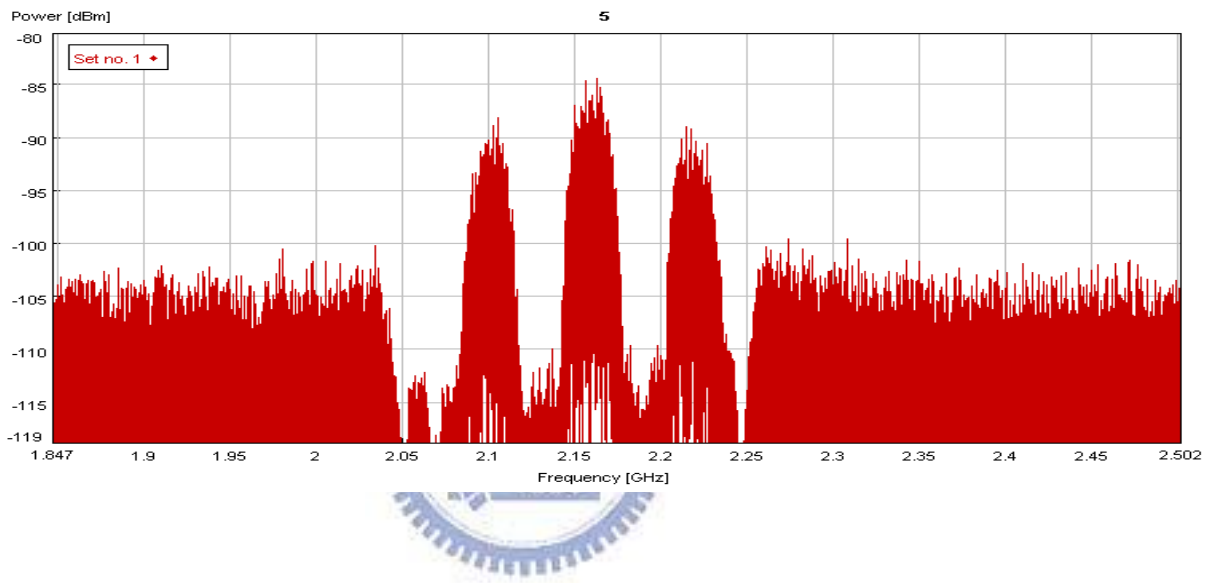


圖 4-2.SIGNAL PASS THROUGH BESEEL FILTER

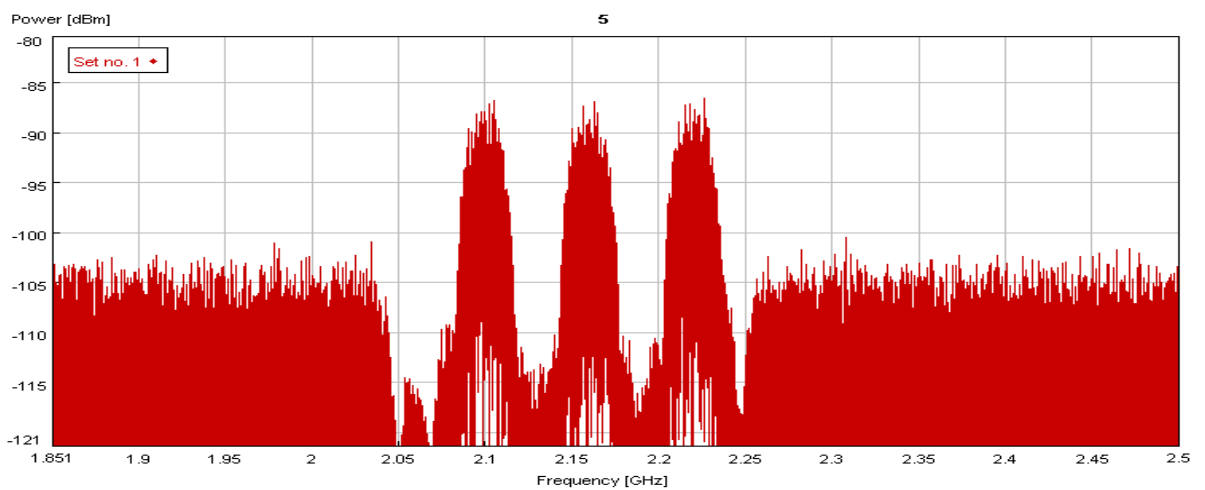


圖 4-3.SIGNAL PASS THROUGH BESSEL FILTER

Butterworth

Filter order $n=18$

2. 3-dB bandwidth = 180MHz

3. Stop bandwidth = 220MHz

4. Stop point magnitude = -30dB

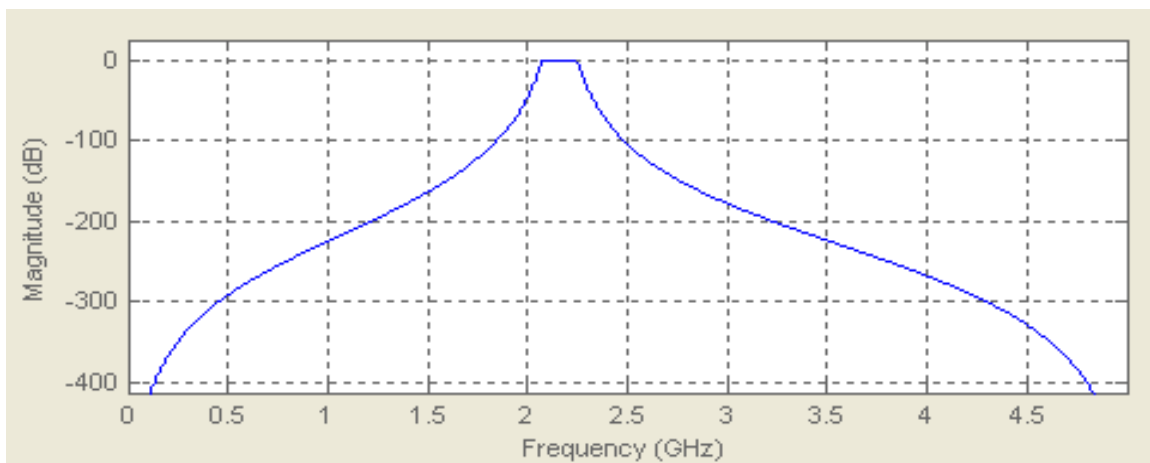


圖 4-4. butterworth 濾波器振幅頻譜圖

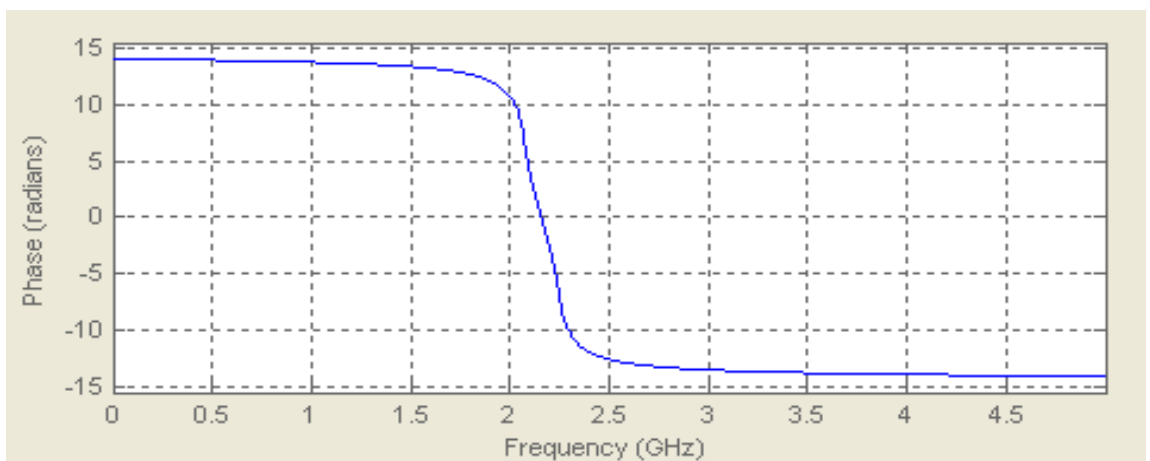


圖 4-5. butterworth 濾波器相位頻譜圖

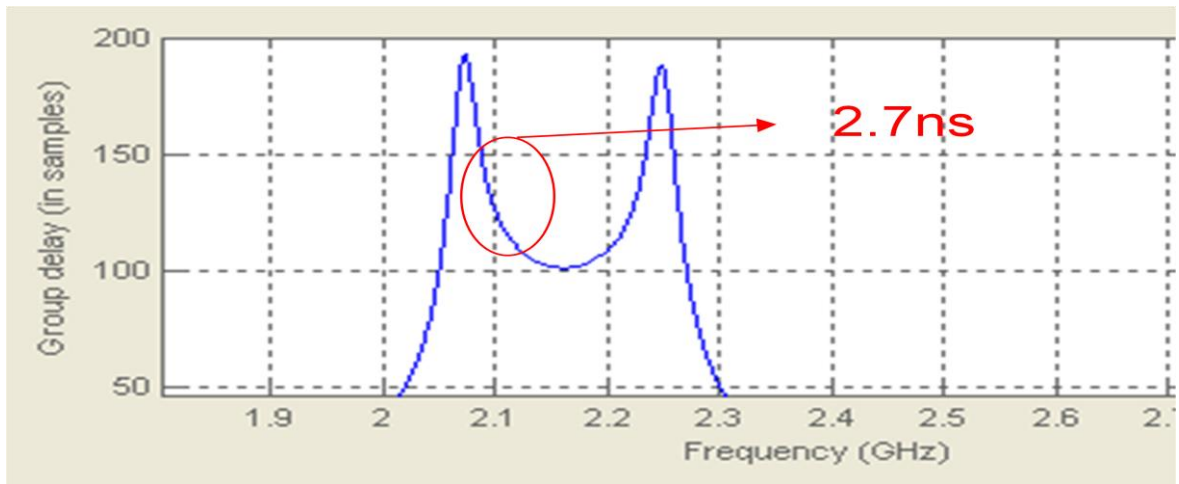


圖 4-6. butterworth 濾波器群延遲

然而，由於 Butterworth 為 IIR，故會有群延遲的發生，故會對訊號產生符號間干擾(Intersymbol Interference)。

但若假設我們的 RF 訊號為 WiMAX，因 WiMAX 為 OFDM 的調變方式，由於符號間干擾也是一種多重路徑干擾(multipath)，故 CP(cyclic prefix)可以對抗此種問題，又因為 WiMAX 根據依據 IEEE 802.16 以及 ETSI HiperMAN 標準制定，有 1/8 的 CP 可以使用，然而在我們的系統中，1 CP 即可補償 50ns 的 ISI 問題，而我們串接的 Butterworth filter 每一個 RF(20Mhz)所遭遇的群延遲大約是 2.7ns，而串 32 級過後，群延遲大概為 87ns，而 WiMAX 在 20Mhz 標準中，FFT SIZE 為 2048，而 1/8 約為 256 個 CP sample，大約 CP 會用到兩個 CP SAMPLE 點來補償 ISI。

若假設我們 RF 訊號為 QPSK 訊號，則這時候也可以使用適應性等化性 (Adaptive Equalizer)來補償[1] [13] 。

- LMS 演算法
- Fractionally Spaced Equalizers
- VARIABLE : TAP number

- Automatic step size
- Decision FeedBack Equalizer (DFE)

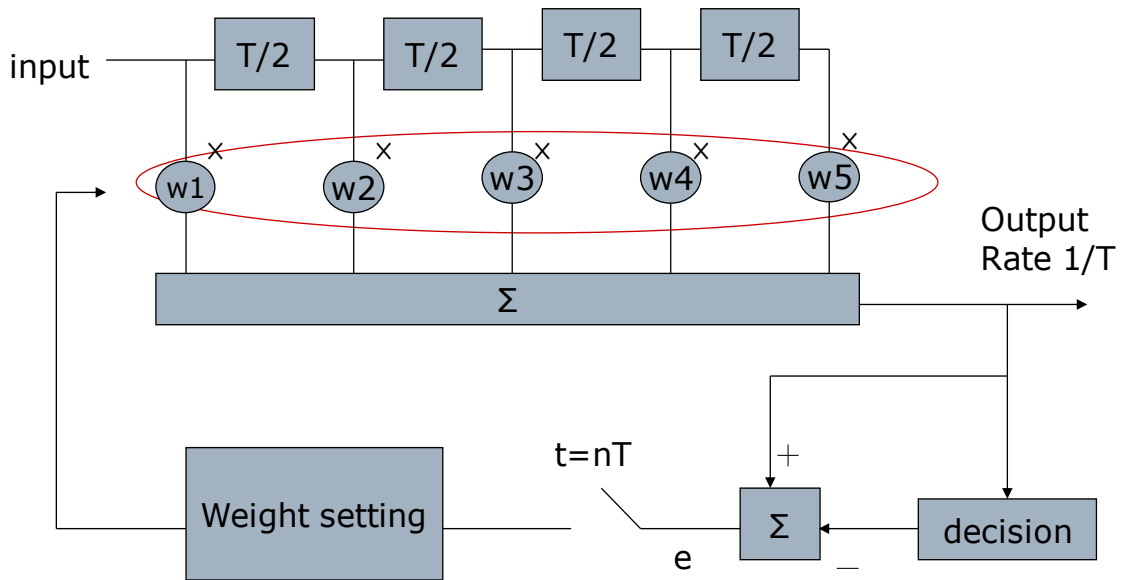


圖 4-7.Adaptive Equalizer 架構

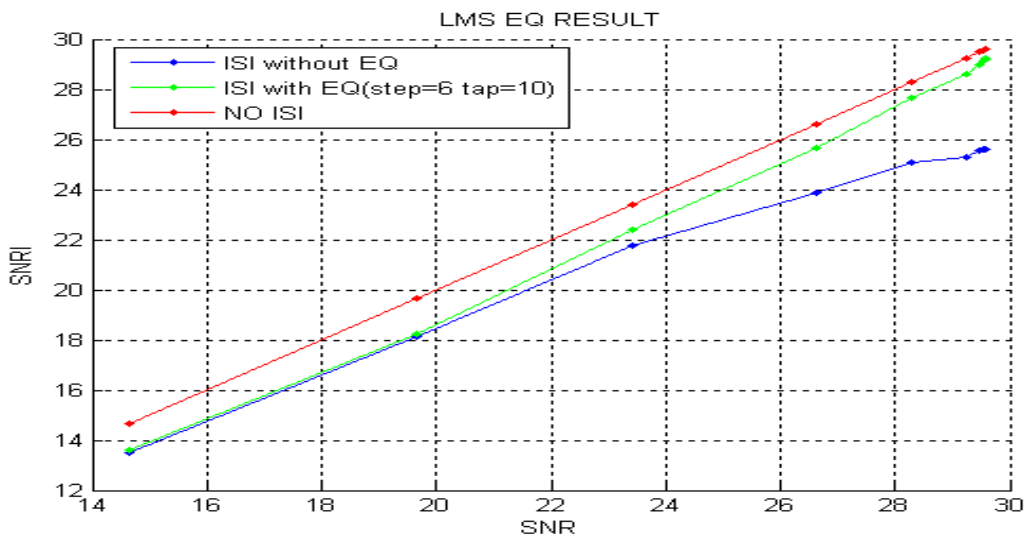
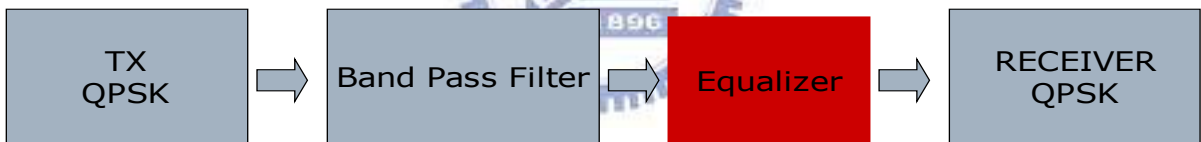


圖 4-8.Equalizer 測試結果

由圖 4-8 可以看到，在 SNR 很大的時候，SINR(Signal to Interference plus Noise Ratio) 會因為 ISI 的影響而變小，若我們加上 Equalizer 後，效果可以達到幾乎完全消除濾波器所造成的 ISI。

4.4 Labview

此處我們利用 LABVIEW 這套軟體，使我們能夠直接從示波器將訊號透過 GPIB 介面，傳送給電腦直接做解調。

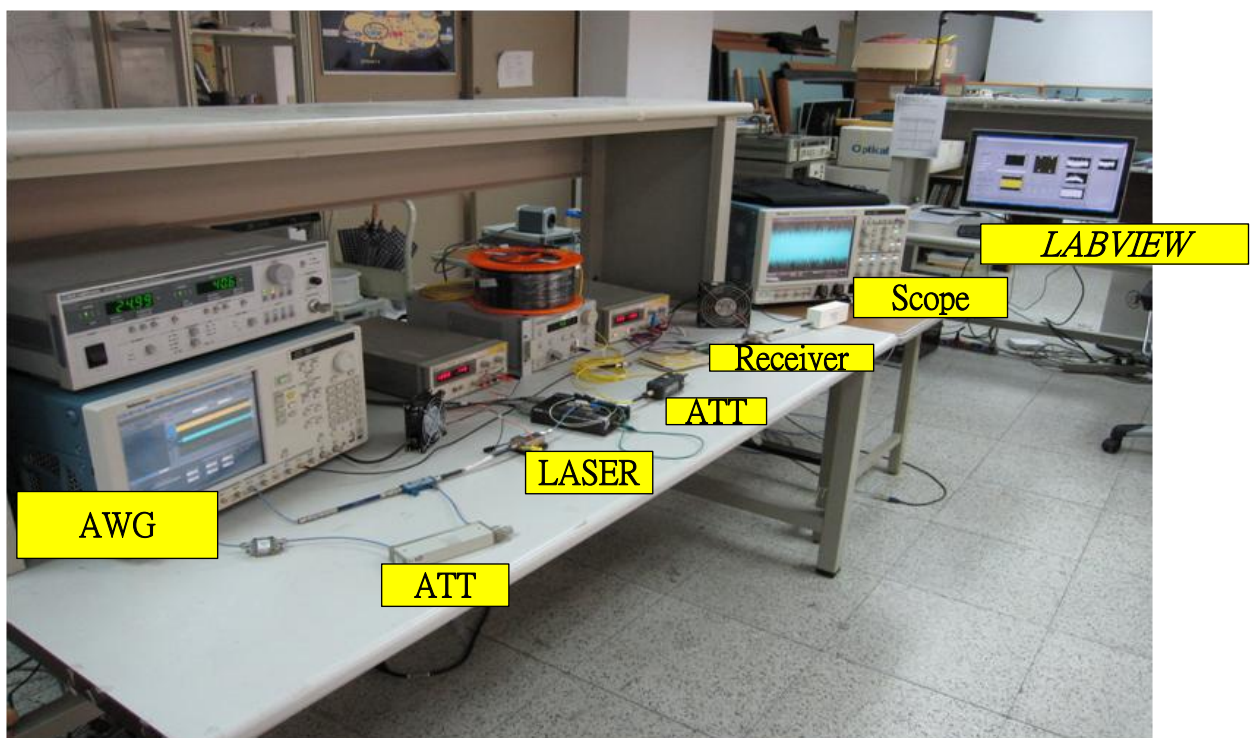


圖 4-9.實驗架構實照

5 實驗結果

5.1 OMI 壓縮效果

因為要在相同能量下的雷射光傳送兩組訊號，相對的，每組能傳送所分配到的能量較小，又兩組訊號都是使用 OFDM 的訊號調變方式，故 PAPR 皆很大，故在此我們欲探討在加上 RF 後，OFDMA 訊號因能量被壓縮，而錯誤率的變化量。

我們在經過 directional coupler 後，經過一個可調式的衰減器，調整能量以確保 OFDMA 和 RF 訊號在不同 PR 下，訊號能達到最大的調變深度，又不會被 clipping 得太嚴重。並且我們在做了一些測試過後，發現 RF 訊號對 clipping 的影響較小，反之，OFDMA 訊號對 clipping 影響較大，故我們在適當的 clipping 之下，找到對 OFDMA 訊號最好的調變深度。

礙於儀器的限制，我們可調式衰減器的衰減刻度最小為 0.5dB 的能量大小，我們在找到 OFDMA 訊號最好調變深度的前提下，衰減器只用調整 3 次，分別對應 PR 在 0~2、3~5、6 三組。故我們針對這三組 PR，做了 OMI 被壓縮的實驗。在此實驗中，OFDMA 的干擾有兩個，一個是來自 RF 訊號的干擾，一個是來自 OMI 能量要分給 RF 訊號，若我們將 RF 訊號拿掉，但依然維持有 RF 訊號時的設定，如此一來我們就可以單純看到在不同 PR 時，OFDMA 因為 RF 訊號而使得能量被壓縮的變化。

由結果我們可以看到，OMI 被縮壓的情況，在 PR 很大的情況下，代表 RF 訊號很小，雷射光主要的調變能量都為 OFDMA 訊號，此時 OFDMA 訊號的能量會較大，故錯誤率會較低。如圖 5-1，可以看到在 PR=6 時，receiver power 為-15.5dBm 的時候，即可以達到 1E-3 的錯誤率；而在 PR=3~5 時，receiver power 為-15.3dBm 的時候，才能達到 1E-3 的錯誤率；而在 PR=0~2 時，receiver power 為-15dBm 的時候，才能達到 1E-3 的錯誤率。故可以看出，在我們測試的範圍內，R=0 到 R=6 的範圍內，若要達到

1E-3 的錯誤率時，receiver power 大約只差了 0.5dBm，可以發現 OFDMA 訊號 OMI 被壓縮的現象沒有很大。

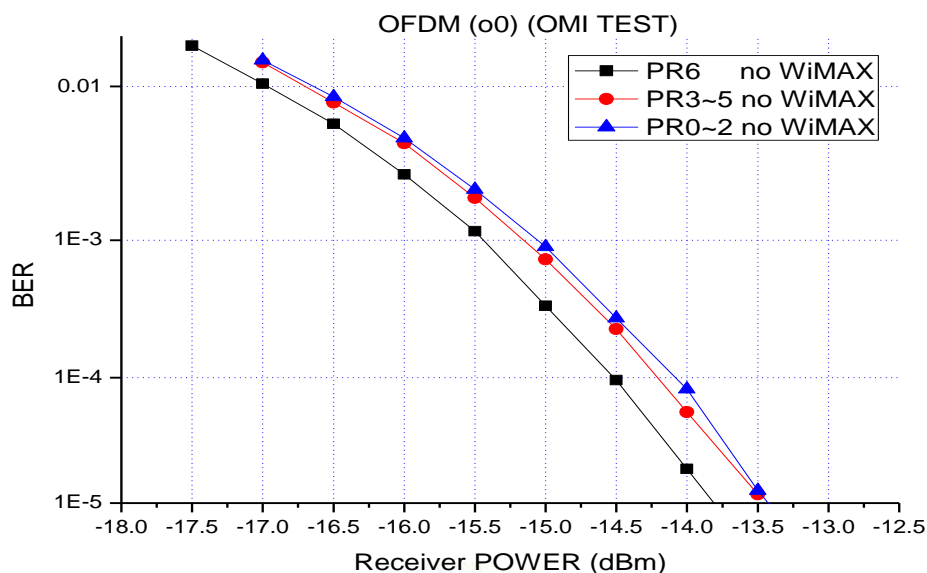


圖 5-1. OFDMA 訊號被 RF 能量壓縮的結果

圖 5-1，我們可以看到三條線的趨勢大致上相同，可以看到若 receiver power 的能量若越大，則此時錯誤率越低。而 PR 為 0~2、3~5、6 這三條線，平行間距的不同是因為三者設定時，ATTENUULATOR 調的間距不同，而此 ATTENUULATOR 最小刻度為 0.5dB，故間距會有所不同。

5.2 洞口加大結果

在此方法中，由於洞口加大，於是兩種訊號的互相干擾都會減低，故兩種訊號的效能都會變好，這此實驗中，我們將測試 o0、o3 兩種情況。首先，我們先介紹 o0 的狀況，因為 o0 就是將訊號放到最滿，使頻寬使用效率最高的一種方法，我們的系統一開始的初衷就是用 o0 的訊號，故我們可以來先觀察 o0 的狀況。

如圖 5-2，可以看到 4 條線，分別為 PR=3、4、5、6，由上一小節我們可以知道加入 RF 訊號造成 OMI 壓縮的現象，也知道在沒有 RF 訊號干擾的情況下，系統效能的情況。而這張圖可以看到 4 條線的趨勢也大致上相同，但可以感受到與上一小節的 OMI 壓縮圖有明顯的不同，上一小節的圖 5-1，在 receiver power 加大時，錯誤率可以快速降低；而在有加入 RF 訊號的情況下，可以看到即使 receiver power 加大很多，錯誤率幾乎沒有變化，那是因為這此情況中，RF 訊號所造成的干擾遠遠大於 receiver noise 和 thermal noise 和 shot noise，即使將 receiver power 能量放大，RF 訊號的干擾也是等比例放大，故圖 5-2 可以明顯看到，在 receiver power 比-14dBm 更大時，錯誤率的改善幾乎微乎其微。

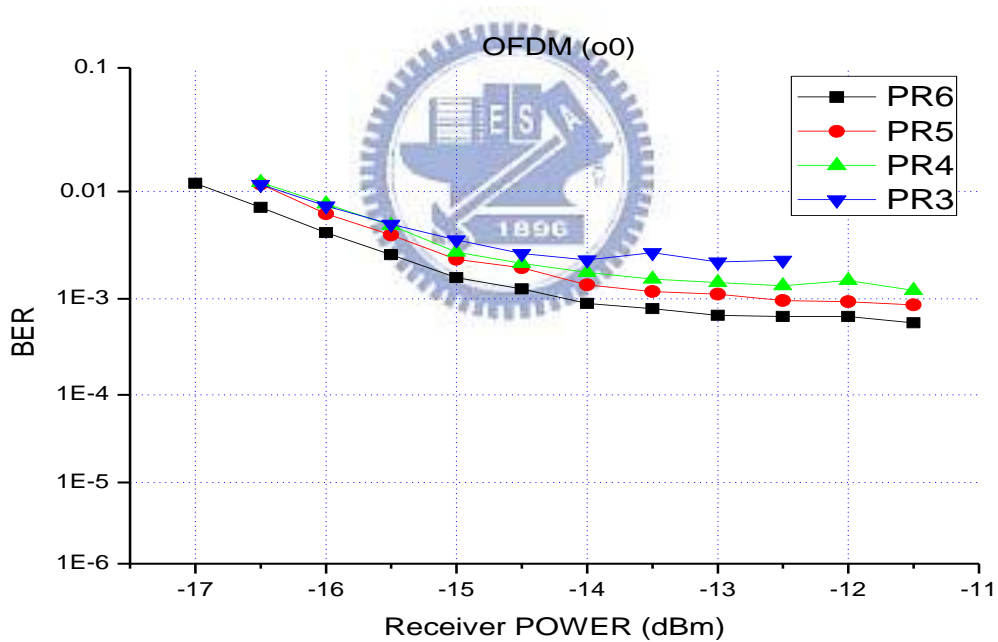


圖 5-2.RF 訊號對 OFDMA 訊號的干擾結果

圖 5-2，在不同 PR 的情況時，可以看到 PR=3 的時候，儘管 receiver power 更大，也就是可以完全忽略 receiver noise 和 thermal noise 和 shot noise，只考慮 RF 訊號的干擾時，也無法達到 1E-3 的錯誤率。因為我們的目標為 1E-3，故我們就沒有做

PR=0~2，但可以看到，若不加入改善方法，若已 OFDMA 訊號為考量，則系統操作點的 margin 會非常小，會使我們系統很不穩定。

圖 5-3 可以觀察在此情況下，我們可觀察 RF 訊號在不同 receiver power 以及 PR 的所對應的 SNR，由此圖也可以看到 4 種不同 receiver power 的情況類似平行線，可以看到 receiver power 越大時，線之間的平行間距越來越小，因為在 RF 能量大的時候，receiver noise、thermal noise 和 shot noise 相對於 OFDMA 訊號的干擾是很小的，但即使能量在加大，OFDMA 訊號的干擾仍然成比例變大，故 receiver power 加大，改善的效率是越來越小。

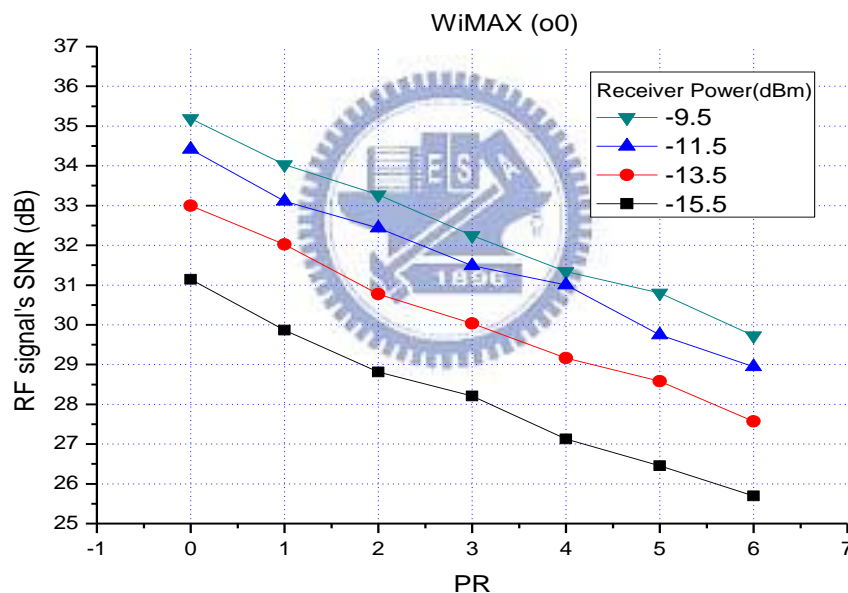


圖 5-3.RF 訊號在不同 receiver power 以及 PR 對應的 SNR

接著來看 o3 的情況，o3 即是把在洞口左右各 3 根子載波不放訊號，只在 7~102 和 119~134 根子載波上面放訊號，共 112 個子載波，而選用 o3 是因為它可以與加 window GI 為 28 有個對應，如此一來我們可以在相同的 throughput 下，公平的比較兩種改善效果。

由於 o3 在頻譜上洞口較大，也就是 OFDMA 訊號與 RF 訊號頻率間距較大，故互相

產生的干擾較小。如圖 5-4，相較於圖 5-2，可以明顯看出現在斜率較陡，亦即在 receiver power 變大的同時，RF 所造成的干擾較小，故加大 receiver power 仍可以改善錯誤率。並且可以看到在 PR=2，仍可以達到 $1E-3$ 的錯誤率。

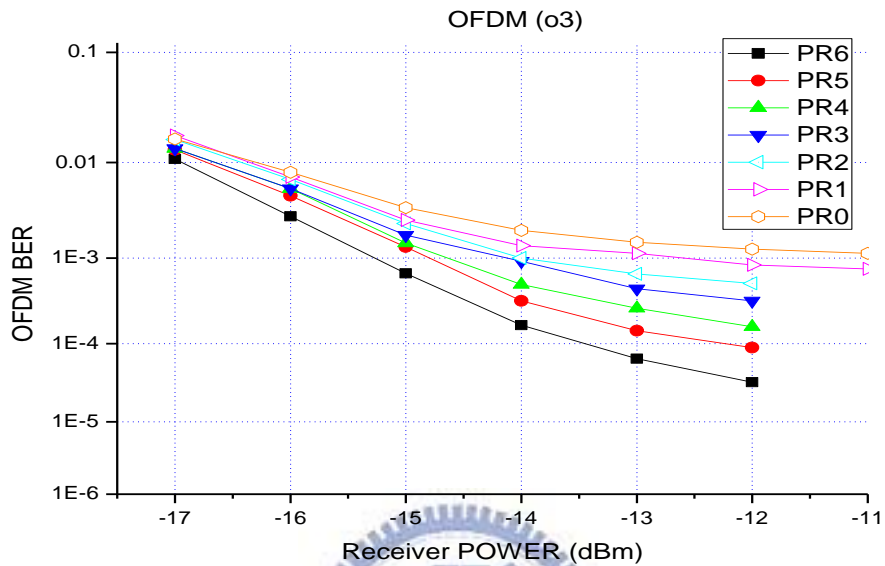


圖 5-4.在 o3 的 OFDMA 系統效能圖

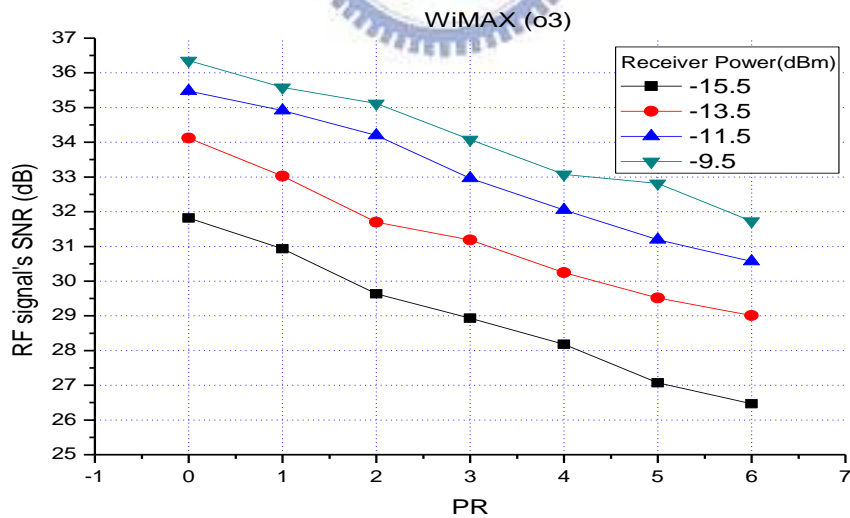


圖 5-5.在 o3 中 RF 訊號在不同 receiver power 及 PR 對應的 SNR

而在 RF 方面，如圖 5-5，由於 OFDMA 的干擾也相對減少，故比較 o0 與 o3 的狀

況，可以發現 o3 大致上 SNR 較 o0 好 1dB。

5.3 NOTCH 結果

這裡我們討論若將 OFDMA 訊號在解調端前加上 NOTCH，將 RF 訊號去除；但 NOTCH 僅加在 OFDMA 訊號解端端前面，對 RF 訊號沒有改善。

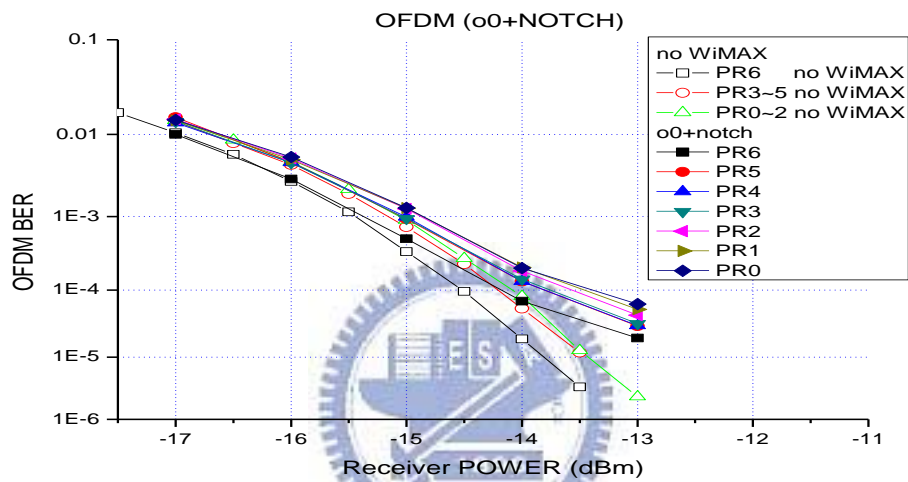


圖 5-6.o0 加上 notch 後的系統效能圖

如圖 5-6，我們這裡將沒有 RF 訊號的狀況，與加上 NOTCH 的做比較，可以看到在加上 NOTCH 以後，在 receiver power 小於-14dBm 的時候，幾乎與沒有 RF 訊號重疊，也就是說，在加上 NOTCH 以後幾乎可以視為沒有 RF 訊號的狀況，因我們這邊使用的 NOTCH，可以將洞口能量衰減很多。而在大於-14dBm 的地方，漸漸的 receiver noise 相對於 RF 的干擾相對變小，故此曲線有變平的趨勢，在此後面，即使能量在加大，錯誤率改善也相當有限。在經過 notch 後，而 PR=0~6 的分別幾乎不大，由圖 5-6 可以大概看出，差異頂多 0.5dBm，也就是說，若加入 notch 以後，我們 PR 可以挑選較小的，使得 RF 的比例較高，也不會明顯傷害 OFDMA 訊號，也可以使得 RF 的 SNR 較高，使

得足以支援 32 級以上。

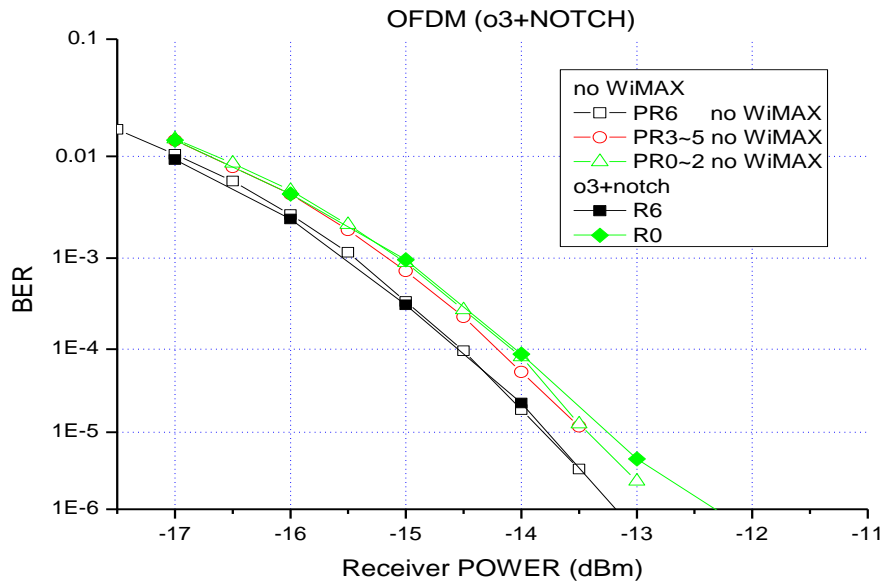


圖 5-7.o3 加上 notch 後的系統效能圖

如圖 5-7，我們也將 o3 的情況加上 notch，可以看到幾乎完完全全與沒有放 RF 訊號的重疊在一起，在此我們只放了 PR=0、PR=6 的情況，而 PR1~5 曲線分布於其中，差異不大。但可以看到，在 receiver power 為 -13dBm 時，此線仍然還沒有漸趨平緩，可以看出來 o3 加上 notch 之後仍然比 o0 加上 notch 之後效能仍好一點。但若以 1E-3 為標準來看，兩者幾乎沒有差異。

5.4 Window 結果

Window 是加在 OFDMA 訊號端，他能降低 OFDMA 訊號的 sidelobe，如此一來，他不僅能使 RF 訊號的品質更好，也能因為降低 sidelobe 而使得被 notch 砍掉的 sidelobe 較少，也能保護加上 notch 後的 OFDMA 訊號。而在實驗中我們測試了 GI28 的情況，因為 GI28 的 overhead 與 o3 兩者的 throughput 相同，故我們可以比較一下兩者的關係。

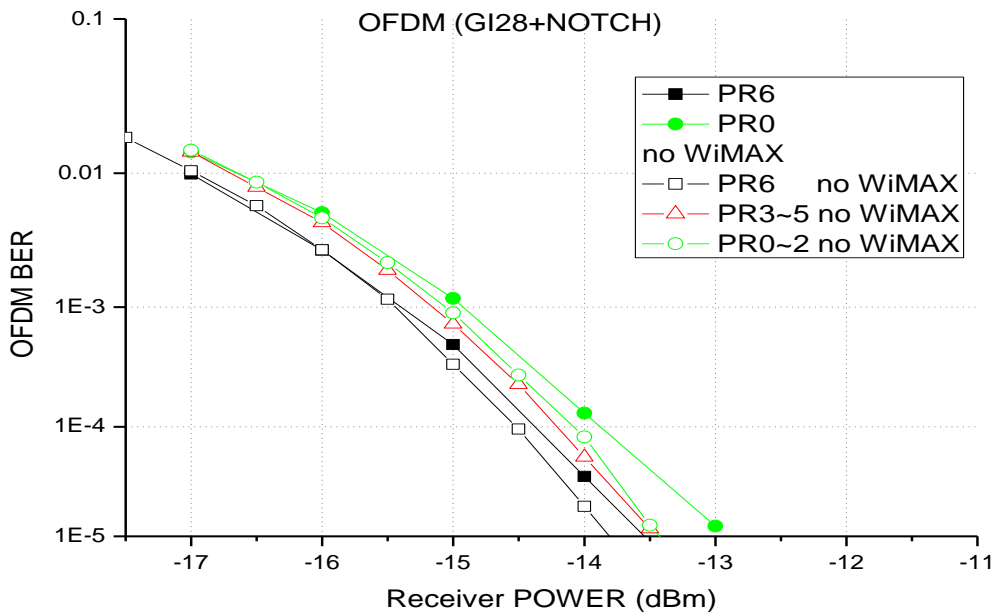


圖 5-8.WINDOW 後 OFDMA 訊號系統效能圖

如圖 5-8，可以看依然看到，加上 notch 過後，仍然能將 RF 的干擾幾乎清除，而此情況幾乎與 o0 加上 notch 要好一點點而已，主要是因為她降低了 sidelobe 被砍掉的比例。但若目標設在 1E-3 的錯誤率時，receiver power 的改善不超過 0.2dBm。也就是說，若我們將 OFDMA 訊號錯誤率目標定在 1E-3，則只需要在 OFDMA 訊號的解調端加上 notch，如此一來，能趨近幾乎沒有 RF 干擾的情形；因在此 receiver power 下，receiver noise 相對於被 NOTCH 掉的 RF 的干擾仍很大，但若今天目標改變了，希望 OFDMA 訊號有 1E-4 或是 1E-5 的錯誤率時，原本訊號可能沒辦法達到，但加上 window 或是洞口加大，就可以使之達成。

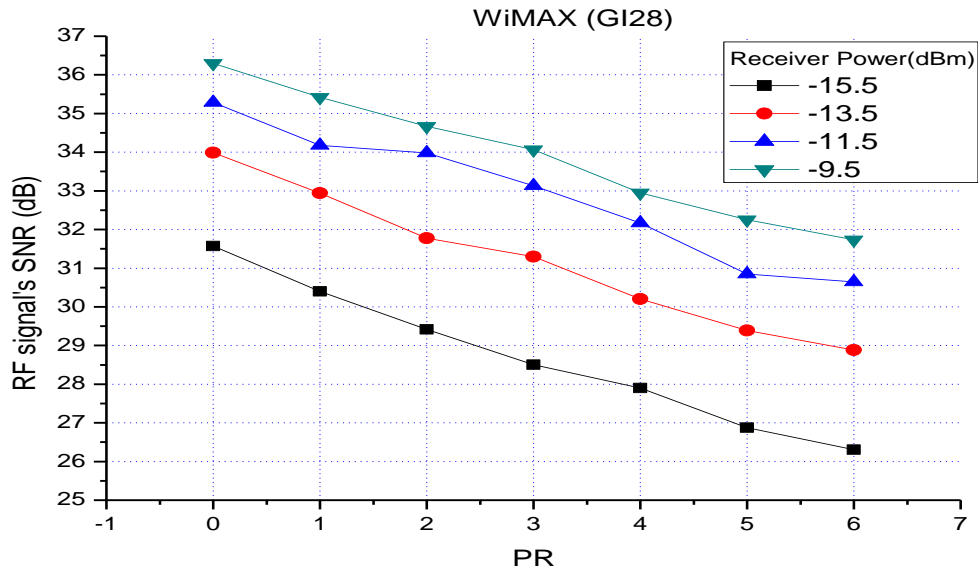


圖 5-9.WINDOW 過後 RF 訊號在不同 receiver power 及 PR 對應的 SNR

而對 RF 訊號來說，window 過後 OFDMA 訊號的 sidelobe 降低，直接反應到 RF 的就是干擾變小，如圖 5-9，可以明顯看出，較圖 5-3 好了約 1dB，而與 o3 大致上相同。



5.5 Fiber

在這邊我們欲模擬最後一級 ONU 端，經由 20km SMF 傳送後，經由 ODD 傳送回 ONU 的效能，然而光纖不僅僅會造成能量衰減還會造成色散的問題，對我們系統是一大傷害。

可以看到加入光纖過後，錯誤率很明顯的提高了，若要在相同的錯誤率，則大約 receiver sensitivity 要提高 2dBm，主要是因為 dispersion 所造成的傷害，然而這此處，CP 無法解決 dispersion 的問題，因為此處為 double sideband 的調變方式，故在高頻處仍會產生破壞性干涉，使得訊號品質變差。

而在 RF 訊號方面，我們可以看到加入 fiber 過後，SNR 大約掉下了 0.5dB，因為

dispersion 也對 RF 訊號造成了傷害。

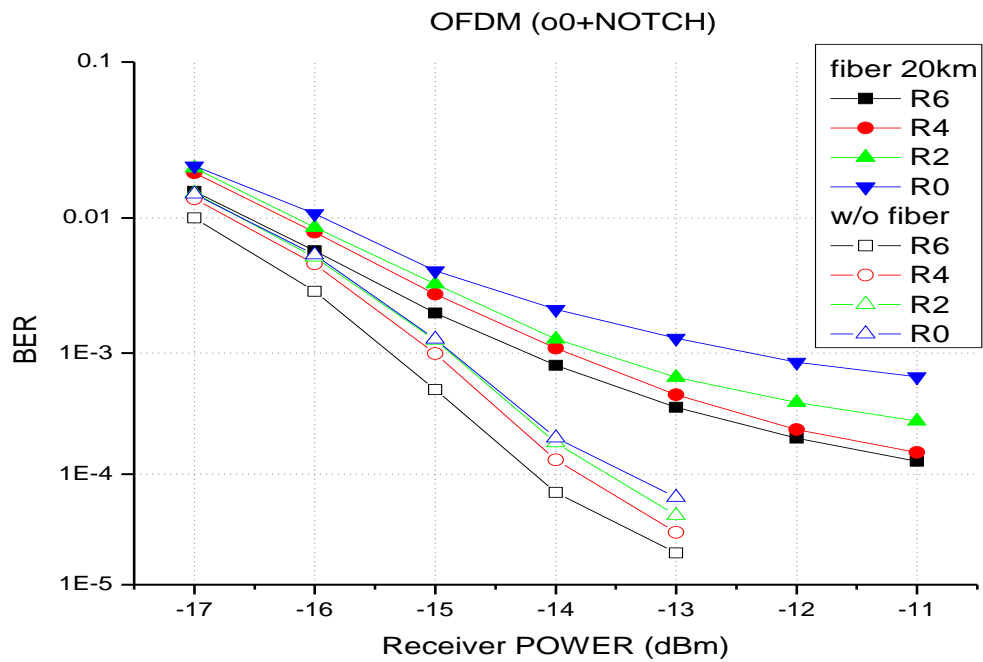


圖 5-10. 經過 20km single mode fiber 的 OFDMA 訊號效能

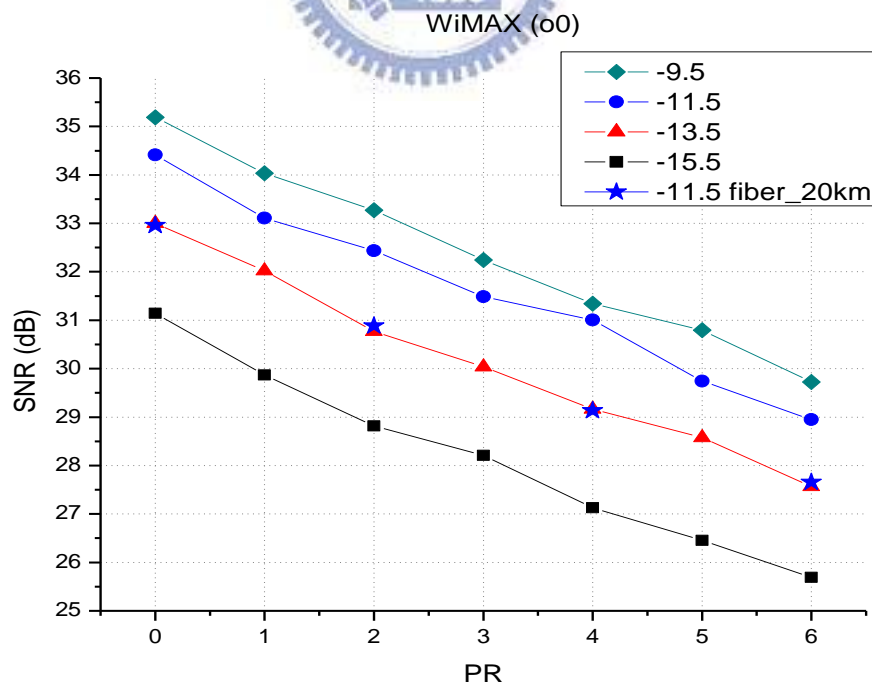


圖 5-11. 經過 20km single mode fiber 的 RF 訊號效能

5.6 串接 32 級 ONU

這此我們經過系統的訊號，反覆串接 32 次，來模擬 32 級 ONUs，以驗證 32 級 ONUs 後 RF 訊號所需要的設定，而我們若想要使 RF 達到 $1E-9$ ，因 RF 訊號為 QPSK 的 WiMAX 調變方式，故必須使得 32 級過後的 SNR 仍然有 15.5dB 以上。

我們這邊結果展示了中心頻率位於 2100Mhz 與 2160Mhz 的 RF 訊號，因為兩者距離洞口位置不同，故我們想要觀察兩者的效能差，但是依然要以較近的情況最為考量，因為越近的干擾越嚴重，而我們以系統的角度，必須考慮最糟糕的情況。

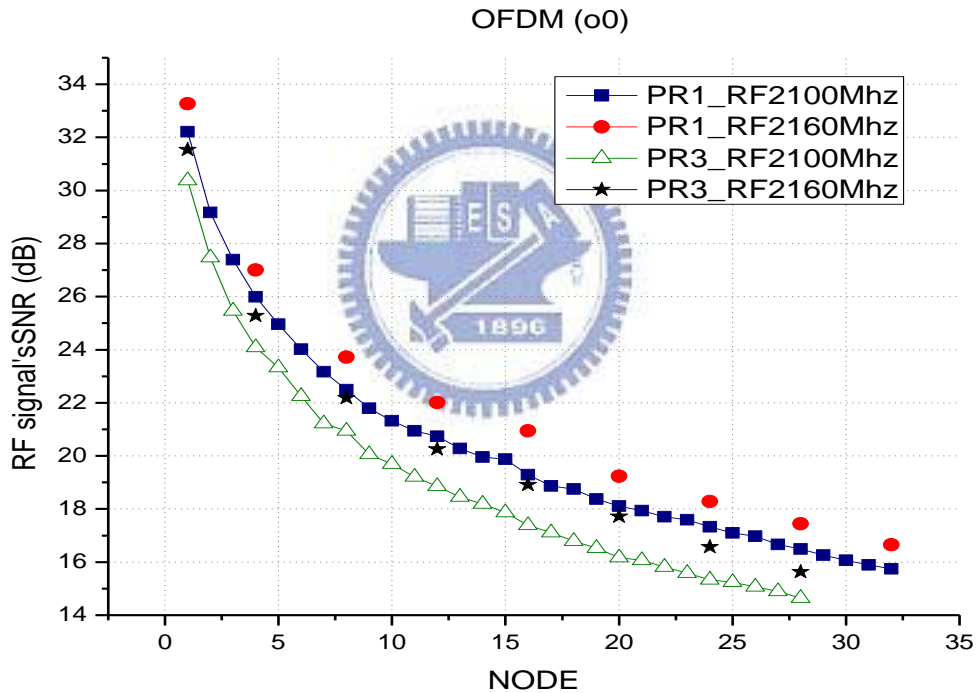


圖 5-12.RF 訊號反覆傳送 32 次所對應的 SNR

由圖 5-12，這邊我們考慮 PR=1 以及 PR=3 的情況，此圖為 ONU 級數對應該級的 SNR，由圖可以看到 4 條與模擬類似的圖形，而依照 QPSK 的情況，錯誤率要達 $1E-9$ ，SNR 要為 15.5dB，由圖可以看到，若我們選用 PR=1 的時候，傳送 32 級過後，中心頻

率位於 2100Mhz 的 RF 可以達到 15.5dB 的 SNR，但若選用 PR=3 的時候，傳到約 28 級左右，就無法達到 15.5Db 的 SNR。假設每一級所加進來的雜訊和干擾皆是相同時，則我們發現在第一級 ONU 傳送完後，SNR 有 32dB 左右的才可以達到此需求。

5.7 比較

這裡我們針對上述討論的幾種情況做搭配，找出系統可以操作的點，並且比較其中的差異性。

OFDMA形式	PR	Receiver power(dBm)	margin	complex	FEC overhead
o0	X	X	X	no	X
o3	1~4	-11.5	small	no	large
o0+notch	1~5	-9.5	small	small	large
o3+notch	1~6	-11.5	large	small	small
o0>window+notch	1~6	-11.5	large	large	small

圖 5-13.系統比較表

此系統中我們不僅希望用最小的能量達到目標的錯誤率，並且我們希望 PR 的 margin 能夠夠大，因為在一系統中，由於資料的不同，能量多少有些差異，並且系統

要精準的維持能量也不是簡單的事。故我們希望可以操作的 PR 區域越大越好，代表我們這個系統越穩定。

根據上面的結果，我們可以觀察出，若假設 o_0+RF 訊號時，則無法達到需求；而當 o_3+RF 的時候，兩者的互相干擾變小了，故對 OFDMA 訊號來說，可操作的 PR 變多了，但若今天目標不只是 $1E-3$ 的錯誤率，則此系統依然沒辦法用；然後 RF 訊號的效能也提升了，故較原本 o_0+RF 算是有不少改善。

而加上 notch 以後，很明顯可以看出，幾乎可以達到沒有 RF 訊號干擾的情形，甚至加上 NOTCH 後，錯誤率的目標可以變得更低，也不需要增加很多的能量，而在 o_0 以及 o_3 解調端上加上 notch，以目標 $1E-3$ 來說，並沒有額外的差異，但若使用 o_3 訊號時；RF 訊號能減少 OFDMA 訊號的干擾，這樣一來，可以操作的區域完全取決於 RF 訊號傳送 32 級 ONUs 所需要的 SNR，而此時的操作區域也可以增加不少。

而 $o_0+window+notch$ 基於 WINDOW 的特性，可以減輕 notch 對 OFDMA 訊號的傷害，故 OFDMA 訊號的錯誤率又更低了，而對 RF 訊號來說，OFDMA 訊號 sidelobe 能量因為 window 而減少，故 RF 訊號也有很好的 SNR，若與 $o_3+RF+notch$ 比較，差異性不大，只有在系統要求更高的 OFDMA 訊號錯誤率時，才能顯現出加上 WINDOW 的優點。

6 結論

在此論文中我們實現了一種新式的 PON 架構，並且可以支援 RF 訊號，此架構打破傳統 PON 的想法，他利用了串連的方式來處理上行傳輸，而下行仍用廣播的方式運作，我們在實驗中測試此架構的極限。我們傳送了 0.2~2.7Ghz 的寬頻 OFDMA 訊號，並且同時傳送了 3 組 RF 訊號，中心頻率位於 2100Mhz、2160Mhz 以及 2220Mhz 而頻寬為 20M，並且讓兩訊號無嫌隙的連接起來，並且穿過 20km 的光纖，正常的運作起來。

而在此實驗中，我們模擬了上行的情況，由於兩者訊號同時傳送，由於訊號頻帶間距只有 20Mhz，產生相當程度的互相干擾，為了解決此問題，我們利用 DSP 的做法，在 OFDMA 調變端乘上 window，或是在解調端上加上 notch，來降低兩者的干擾程度，以達到系統的目標，並且增加系統的穩定性。我們若針對不同的需求時，則可以有不同的組合，若 OFDMA 訊號的錯誤率需要達到 $1E-6$ 左右的錯誤率，則便須搭配 notch filter 以及 windowing 或是洞口加大在加上 notch filter；但兩者的複雜度也有不同，且每根 RF 訊號的品質也不同，故我們可以針對系統的需求來做不同的搭配。

而在結果中我們實際測量出系統的錯誤率以及 SNR，並且可以發現改善方法的使用時機，並且我們模擬了串連 32 級 ONUs 後的結果，驗證此系統的可行性。

OFDMA-PON 算是一個未來 PON 架構的候選人，而我們提出的這個架構，可以解決降低成本，因為只需要同一波長的雷射，可避免 OBI 的問題，並且也可以支援 RF 訊號，增加 RF 訊號的 capacity。

參考文獻

- [1.] Haykin, S., *Adaptive Filter Theory (4th Edition)*. Boston:Prentice Hall,2002.
- [2.] Al-Raweshidy, H. and S. Komaki, *Radio over fiber technologies for mobile communications networks*. Boston, MA: Artech House,2002.
- [3.] Lei Xu, D.Q., Junqiang Hu,Wei Wei,Ting Wang, and Princeton,NJ.
“OFDMA-based passive optical networks (PON),” IEEE/LEOS Summer Topical Meetings, 2008 Digest of the. 2008.
- [4.] Ng’oma, A., “Radio-over-Fibre Technology for Broadband Wireless Communication Systems”. Technische Universiteit Eindhoven,2005.
- [5.] Pietrzyk, S., *OFDMA for Broadband Wireless Access (Artech House Mobile Communications)*. Boston, MA: Artech House,2006.
- [6.] Qian, D.H., Junqiang,Ji.Philip,Nan ,Wang, Ting,Cvijetic&Milorad. *10-Gb/s OFDMA-PON for Delivery of Heterogeneous Services*. CA: San Diego, 2008.
- [7.] Alexandra, N.D. “A Family of Improved Nyquist Pulses. in Signals, Circuits and Systems,”ISSCS 2007. International Symposium on ,2007.
- [8.] Valkama, M., R. Porat, and F. Harris. “OFDM transmission with receiver windowing for improved interference rejection.” in Signals, Systems and Computers. Conference Record of the Thirty-Seventh Asilomar Conference, 2003.
- [9.] Z. Yang, H.Z., D. Yuan,Z. Bai,and K. Kwak. “A Novel Nyquist Window for OFDM-based Cognitive Radio Systems.” pp.1-5,2008.
- [10]. Lin, Y., “Demonstration and design of high spectral efficiency 4Gb/s OFDM system in passive optical networks.” pp.1-3, 2007.

- [11]. Chandan, S., P. Sandeep, and A. Chaturvedi, "A family of ISI-free polynomial pulses," IEEE Communications letters, Vol.9, No.6, pp. 496-498, 2005..
- [12.] Song, R. and S. Leung, "A novel OFDM receiver with second order polynomial Nyquist window function," IEEE Communications letters, Vol.9, No.5, p. 391-393, 2005.
- [13.] Chen, R. and C. Wang. "Optimum step size of the LMS adaptive FIR filter with inadequate length for signal estimation." 1990.
- [14.] Agrawal, G.P. and John Wiley & Sons Inc., "Fiber-optic communication systems." in Wiley series in microwave and optical engineering, 2003.
- [15.] Kang, Y. and University of California San Diego., "High-performance fused indium gallium arsenide/silicon photodiode." 2003, UMI, University of California, San Diego, Ann Arbor, Mich. pp. 174, 2003.
- [16.] Proakis, J.G. and M. Salehi, *Digital communications. 5th ed.* Boston: McGraw-Hill, 2008.
- [18.] Chang, Y., "Studies on Multiple-Access and Optical Beat Noises Reduction in Fiber-Grating Optical CDMA Decoders." 2002.
- [19.] Forestieri, E., *Optical Communication Theory and Techniques. 2005, Springer Science Business Media, Inc.* Boston: Boston, MA, 2005.
- [20.] S. Park, C.L., K. Jeong, H. Park, J. Ahn, and K. Song, "Fiber-to-the-home services based on wavelength-division-multiplexing passive optical network," Journal of Lightwave Technology, 2004. Vol.22, No.11, pp. 2582-2590.