

國立交通大學

顯示科技研究所

碩士論文

增加 LED 可見光通訊傳輸速率的方法

Methods of increasing the data rate for LED Visible

Light Communication

1896

研究生：張育誠

指導教授：鄒志偉 教授

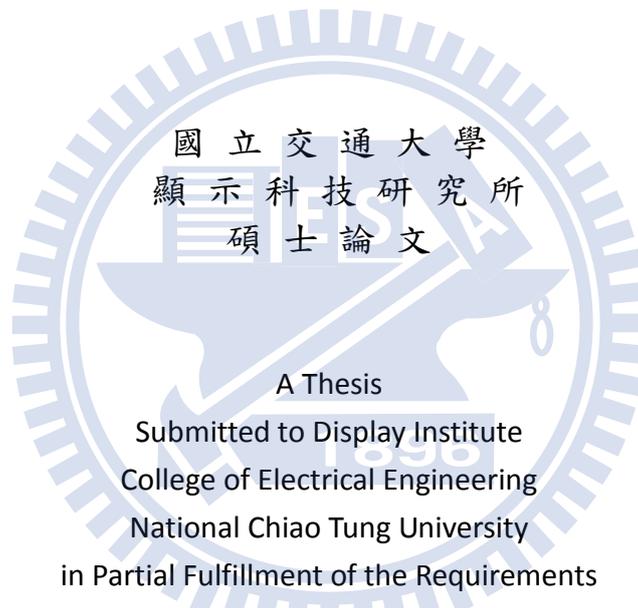
中華民國九十九年十一月

增加 LED 可見光通訊傳輸速率的方法

Methods of increasing the data rate for LED Visible Light
Communication

研究生：張育誠
指導教授：鄒志偉

Student : Yu-Cheng Chang
Advisor : Chi-Wai Chow



A Thesis
Submitted to Display Institute
College of Electrical Engineering
National Chiao Tung University
in Partial Fulfillment of the Requirements
for the Degree of
Master
In
Display Institute

November 2010

Hsinchu, Taiwan, Republic of China.

中華民國九十九年十一月

LED 可見光通訊增加傳輸速率的方法

學生：張育誠

指導教授：鄒志偉

國立交通大學顯示科技研究所碩士班

摘 要

本篇論文在探討如何利用數種方式來使 LED 傳輸速率達到更加快速的效果。LED 近來成為未來照明的主流之一，由於特殊的構造可以經由調變電流、電壓的方式來傳輸資訊，但由於元件本身的限制還有經過開放空間傳輸所造成波形失真等問題讓其傳輸速度無法達到我們的需求。本論文第一章會概述可見光通訊發展起因以及將來的可能性。第二章介紹 LED 發光原理以及現有使用 LED 做傳輸光源的塑膠光纖，另外在結尾我們將會提到用來結合 LED 的通訊調變格式。在第三章中我們會說明關於其他實驗室所提出來有關改善 LED 傳輸速率的方法。第四章提到我們實驗的三個主軸，利用預先改變波形以及結合電路設計來達到改善傳輸速度的效果和提出結合調變格式的架構，讓速度可以增數倍以上。第五章將展示我們三個主軸實驗所做出來的結果並深入探討其中的細節，最後在第六章會做一個總結論並且提到未來我們還需要努力的方向。

Methods of increasing the data rate for LED Visible Light Communication

Student : Yu-Cheng Chang

Advisor : Prof. Chi-Wai Chow

Display Institute
National Chiao Tung University

Abstract

In this thesis, we present several methods to improve the data rate of the LED visible light communication (VLC). In the near future, LED will be the major source of lighting. Hence combining LED with communication system can be desirable for future LED market. LED can be directly modulated at a relatively high speed when compared with the present fluorescent lamps. However, it is still not high enough for the ever-increase bandwidth demands for in-door communication. In this thesis, we will present several methods to improve the modulation data rate of the commercially available high-brightness white LED. A brief introduction of VLC is given in chapter 1. The principle of LED, plastic optical fiber and communication modulations are described in chapter 2. LED VLC results by other research groups will be presented in chapter 3. The experiential descriptions for improving the data rate of LED VLC by pre-distortion, post-equalization are shown in chapter 4. In chapter 5, we will show our experimental results. At last, a brief conclusion and future works will be given in chapter 6.

致 謝

在念交大顯示碩班的這兩年多來，非常感謝鄒志偉老師給我的幫助跟鼓勵，雖然在實驗上常常遇到很大的問題，不過老師總是不放棄的幫我們想出解決的方法，讓我非常感動。另外我也要感謝劉昱峯學弟跟我一起走過這段漫漫長路，幫我解決許多實驗上的問題，也感謝吳俊龍同學跟我一起歷經這兩年的修課。

兩年來的實驗室生活讓我學到不少精華的東西，這邊感謝葉建宏學長、王家軒學長、施富元學長以及吳郁夫學長這兩年的帶領跟指導，同時也讓實驗室隨時都充滿了樂趣，也感謝顏靖純助理小姐對我有如親弟弟一樣讓我有家人的感覺，還有世豪學長的美食介紹讓我隨時掌握第一手美食資訊。暑假新進來的博班跟碩班松炳、凌岡、博彥、劭晟、彥希、峻宇等學長學弟也豐富了整個實驗室的氣氛，雖然相處時間不長，不過常常在一起打屁互虧的這段時光，真的是讓人非常珍惜，而我也要感謝已經休學的吳秉純學弟，雖然因為家中的事故而無法完成碩士學業，但在相處一年多的時間裡面讓我留下很多美好回憶，最後我要感謝我的父母跟兄弟姐妹，支持並鼓勵我完成碩士學位，在這兩年的時光真的非常快樂，所謂天下無不散的宴席，雖然即將要離開，但我會將這份美好的回憶好好收藏珍惜。

目 錄

中文摘要.....	i
英文摘要.....	ii
致謝.....	iii
目錄.....	iv
表目錄.....	vi
圖目錄.....	vii
第一章 緒論.....	1
1-1 前言.....	1
1-2 研究動機.....	2
1-3 論文架構.....	4
第二章 理論.....	5
2-1 LED 發光原理.....	5
2-2 LED 如何產生白光.....	6
2-3 LED 的發光效率.....	8
2-4 應用於塑膠光纖通訊用發光二極體介紹.....	13
2-5 塑膠光纖損耗及光源.....	15
2-6 高速發光二極體調制原理.....	16
2-7 高速發光二極體調制限制.....	18
2-8 調變原理概述.....	18
2-9 OFDM 簡介.....	21
2-10 單載波與多載波架構.....	22
第三章 各種改良可見光通訊方法.....	23
3-1 利用製程改善 LED 頻寬.....	23
3-2 利用陣列方式.....	24
3-3 Pre-Equalized.....	26
3-4 Multiple-Resonant Equalization.....	28
3-5 Multiple Input Multiple Output (MIMO).....	30
3-6 OFDM Visible Light Wireless Communication Based on White LEDs.....	31
第四章 實驗架構與原理.....	34
4-1 設計概念.....	34
4-2 Pre-distorted OOK.....	37
4-3 Postequalization.....	38

4-4 眼圖(eye diagram)誤碼率(bit error rate)算法.....	41
4-5 調變.....	44
4-6 OFDM 調變原理.....	52
第五章 實驗結果探討.....	55
5-1 Pre-Distorted OOK 成果.....	55
5-2 Postequalization 成果.....	62
5-3 QPSK 增加 Data rate 成果.....	67
第六章 結論與未來展望.....	71
參考文獻.....	75
著作列表.....	78

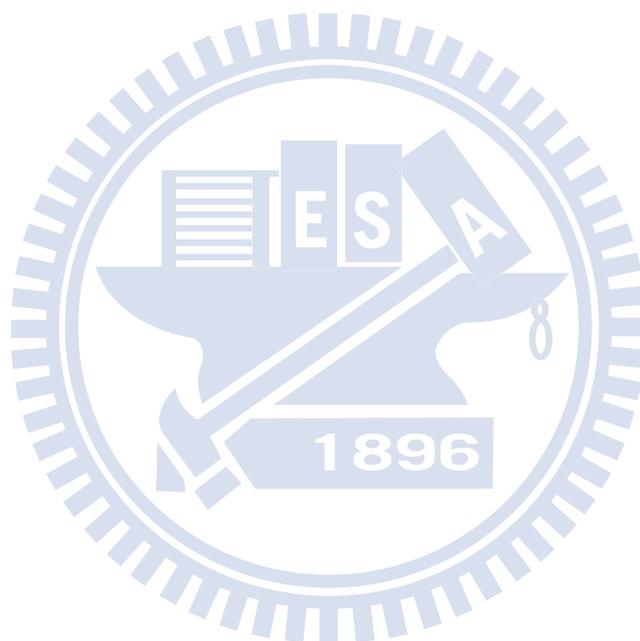


表 目 錄

表 1-1 RF 跟 VLC 的優缺點比較	4
表 3-1 Pre-Equalized 各個元件數值	27
表 3-2 Multiple-Resonant Equalization 數據值	29
表 5-1 白光在不同能量下 BER 值.....	60
表 5-2 白光經 Pre-distorted 後 BER 值.....	61
表 5-3 紅光的 BER 值.....	61
表 5-4 RC 跟 Pre-RC 架構的 BER 數值.....	67
表 6-1 高速 LED 的各種數值比較圖.....	73



圖目錄

圖 1-1 汽車 LED 煞車燈與交通號誌傳輸訊號示意圖[2].....	3
圖 1-2 室內照明傳輸示意圖[2].....	3
圖 2-1 LED 藉由電子電洞結合產生光能[5].....	6
圖 2-2 LED 產生白光的方式[6].....	8
圖 2-3 Lumileds 的 TIP 型晶粒[8].....	10
圖 2-4 晶片黏貼之示意圖[8].....	10
圖 2-5 左圖為傳統矩形晶粒結構圖；右圖為 Nichia 在晶粒內外部分別製作週 期性微結構，以增加光萃取率[8].....	11
圖 2-6 晶粒表面或內部成長各種不同形狀的結構圖[8].....	11
圖 2-7 覆晶(Flip-Chip)的結構圖[8].....	12
圖 2-8 DBR 結構圖[8].....	13
圖 2-9 兩種基本形式 LED 示意圖[9].....	14
圖 2-10：兩種基本電流阻止層形式的 LED 元件[9].....	15
圖 2-11：基本形式的 RCLED 元件示意圖[9].....	15
圖 2-12：PMMA 材料之塑膠光纖損耗對應波長頻譜圖[9].....	16
圖 2-13：PMMA 塑膠光纖色散對應波長圖[9].....	16
圖 2-14：數位調變示意圖[9].....	17
圖 2-15：類比調變示意圖[9].....	18
圖 2-16 三種類比調變的格式[10].....	19
圖 2-17 OOK、ASK、PSK、QAM 波形圖.....	20
圖 2-18 FDM 與 OFDM 頻譜結構[12].....	22
圖 3-1 上升時間與下降時間的定義[13].....	23
圖 3-2 降低載子生命周期製程示意圖[13].....	24
圖 3-3 TRPL 所測得的反應時間圖[13].....	24
圖 3-4 (a)單顆 LED 燈構造(b)LED 燈陣列[14].....	25
圖 3-5 藍光 10Mb/s 在(a)15cm(b)30cm 的距離下傳輸的眼圖[14].....	25

圖 3-6 BER 對於距離的眼圖[14]	25
圖 3-7 Pre-Equalized 架構[15]	26
圖 3-8 電路細部構造[15]	26
圖 3-9 Pre-Equalized 頻率響應[15]	27
圖 3-10 Pre-Equalized 的 BER 曲線圖[15]	27
圖 3-11 Pre-Equalized 加上陣列的架構[16]	28
圖 3-12 Multiple-Resonant Equalization 頻率響應圖[16]	29
圖 3-13 (1)沒有加 Equalization(2)計算得到的 Equalization(3)實際量測到的 Equalization 頻率響應[16]	30
圖 3-14 Multiple-Resonant Equalization 不同距離的 BER 曲線[16]	30
圖 3-15 MIMO 系統示意圖[17]	31
圖 3-16 MIMO 模型[17]	31
圖 3-17 VLC 利用 DSP 電路設計結合 OFDM 系統[18]	32
圖 3-18 VLC 在 OFDM 系統實際操作[18]	32
圖 3-19 不同調變格式跟有無 OFDM 與距離間的 BER 曲線[18]	33
圖 4-1 光通訊實驗設置圖	35
圖 4-2 光通訊實驗實際操作圖[19]	35
圖 4-3 實驗架構示意圖	36
圖 4-4 實驗器材之架設	36
圖 4-5 波形失真圖	37
圖 4-6 Pre-distortion 的示意圖[20]	38
圖 4-7 (a)白光 LED 頻譜 (b)白光 LED 各元素以及藍光的反應頻率[21]	39
圖 4-8 Postequalization 實驗架構(無濾光片)	41
圖 4-9 眼圖示意圖	41
圖 4-10 眼圖 0 與 1 訊號源	43
圖 4-11 Labview 介面操作	43
圖 4-12 Matlab code	44
圖 4-13 ASK 示意圖[23]	44
圖 4-14 FSK 示意圖[23]	45

圖 4-15 PSK 示意圖[23]	45
圖 4-16 BPSK 信號星座圖[23]	46
圖 4-17 QPSK 調變器輸出中相位對時間的關係圖[24]	47
圖 4-18 QPSK 星座圖[23]	48
圖 4-19 16QAM 星座圖[25]	50
圖 4-20 OFDM 調變解調系統[12].....	54
圖 4-21 調變格式結合 OFDM 系統架構圖[18].....	54
圖 5-1 白光 LED 頻率響應 X: Frequency, Y: dB[27].....	55
圖 5-2 紅光頻率響應.....	56
圖 5-3 綠光頻率響應.....	56
圖 5-4 藍光頻率響應.....	57
圖 5-5 利用 matlab 所繪製的波形[27].....	57
圖 5-6 經過 Pre-distorted 後的波形圖.....	58
圖 5-7 未經 Pre-distorted 訊號在 5MHz 速率下的眼圖[27].....	58
圖 5-8 經過 Pre-distorted 後在 5MHz 速率下的眼圖[27].....	59
圖 5-9 紅光在 5MHz 速率下的眼圖.....	59
圖 5-10 三條曲線的 BER 曲線圖比較 X:logBER, Y:Voltage.....	62
圖 5-11 甚麼都不加的白光 10MHz 眼圖.....	63
圖 5-12 加 pre-distorted 後的白光 10MHz 眼圖.....	64
圖 5-13 加 equalization 後的白光 10MHz 眼圖.....	65
圖 5-14 加上 equalization & Pre-distorted 後的白光 10MHz 眼圖.....	66
圖 5-15 RC 跟 Pre-RC 的 BER 曲線圖.....	67
圖 5-16 Matlab 產生 pulse 示意圖.....	68
圖 5-17 示波器所接收到 QPSK 的波形.....	69
圖 5-18 IQ 軸疊加在一起的眼圖.....	69
圖 5-19 量測得到的 QPSK 星座圖.....	70
圖 6-1 LED 成本與照明度走向趨勢圖.....	72
圖 6-2 RGB 三色白光燈[3].....	73
圖 6-3 使用天線以及銅線的室內傳輸[27].....	74

圖 6-4 利用光纖以及 LED 燈的傳輸系統[27]..... 74
圖 6-5 多方向改善品質..... 74



第一章 緒論

1-1 前言

LED "Light Emitting Diode"，是半導體材料製成的固態發光元件，未來將是取代日光燈跟一般燈泡的照明光源，材料使用 III-V 族化學元素（如：磷化鎵 (GaP)、砷化鎵 (GaAs) 等），發光原理是將電能轉換為光，也就是對化合物半導體施加電流，透過電子與電洞的結合，利用能階跳升的原理過多的能量會以光的形式釋出，達到發光的效果，這種發光屬於冷性發光，壽命可以長達數萬小時以上。而 LED 主要優點如：壽命長、省電、較耐用、耐震、牢靠、適合量產、體積小、反應快，惟生產照明用所需的藍光在專利權保護下，產品價格仍高，加上所產生的白光較傳統的照明器材在亮度上仍嫌不足，近期內仍無法取代傳統照明設備。LED 要取代傳統照明市場發光效率至少要提升到 60lm/W 以上不過要普及重點還是放在發光成本上，預估若能降至 0.01 美元/lm 則預計將可完全取代現有照明市場。

目前可見光已普遍應用在生活中多項產品如：手機、PDA 產品的背光源、資訊與消費性電子產品的指示燈、工業儀表設備、汽車用儀表指示燈與煞車燈、大型廣告看板、交通號誌等。不可見光的應用主要分為二種：短波長紅外光應用在無線通訊用（如 IrDA 模組）、遙控器、感測器，長波長紅外光則用在短距離光纖中通訊用光源[1]。

LED 用於通訊這一方面，紅外線進行通信有著很長的歷史，紅外線資料協會 IRDA 多年以前就已經為 PDA、印表機以及筆記本電腦構建了通信協議。目前，採用紅外線 LED 的、基於 LED 的通信功能，如遙控功能，將適合於採用可見光，以便於在數位設備中的收發器能夠與照明設備進行通信。這些照明設備將經由有線設備接入互聯網。跟必須在所有用戶之間共用頻譜的、基於 RF 的 WiFi 接入點不同，通過可見光的視距通信可能使得不同的資料流程能夠被饋入每一台設備

[2]，表 1-1 為 RF(radio frequency)跟 VLC(visible light communication)的特性比較。而另外一種有用於高速率傳輸的通訊用 LED 燈其傳輸速率可以達到 1Gb/s，不過由於設計的問題無法用於照明上只能在有線的環境下傳輸並且受到距離的限制用的光纖是屬於塑膠光纖(POF)的材質比起一般的光纖傳輸還差，其優點是在造價便宜，此部分在之後的章節中也會一起討論與照明用 LED、光纖系統傳輸的比較。

1-2 研究動機

據悉，美國政府資助一項「智慧照明」，倡議探索把無線通信能力嵌入未來的 LED 照明安裝之中，以提供更廣泛的接入點。該「智慧照明」倡議探索，採用可見光束實現無線電設備與基於 LED 的照明設備之間的通信。基於 LED 的方案也可以被用於在 LED 的應用日益增多的汽車之間進行通信，如圖(1.1)所示，車子前燈接收器透過紅綠燈號誌燈可以強制執行煞車，等綠燈後才能繼續通行；而後面的煞車燈傳遞給後車前燈接受的訊息使其在一定距離內會將車子煞車避免撞到前車。整個目標是把通信能力構建在所有的 LED 照明之中，如同圖(1.2)所示 [2]。

另一方面由於醫院以及飛機上的儀器要避免受到電磁波的干擾才能正常運作，因此像是手機電腦等通訊設備在部分病房跟飛機上是不准使用的，如果改使用可見光來傳輸就不會有如此問題，因為可見光並非為電磁波，用於室內使用不會影響於電子儀器使用，另一方面對於病人也不會身體健康的影響。

雖然 LED 傳輸看似有這麼多好處，不過還是很多問題需要解決，像是傳輸的距離不夠長，速度不夠快，光線被遮住的地方便無法傳遞訊號，上傳端的收發都是未來需要解決的議題。在本論文中，我們將會透過電路設計跟一些調變方式將傳輸速度(data rate)提升，還有透過簡單的波形改變改善傳輸的品質進而達到高品質的傳輸效果。

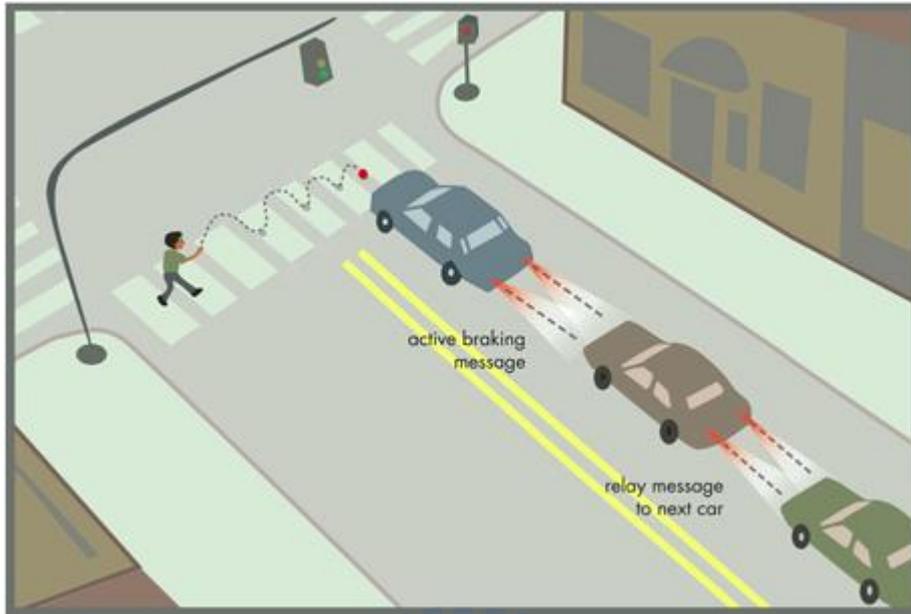


圖 1-1 汽車 LED 煞車燈與交通號誌傳輸訊號示意圖[2]

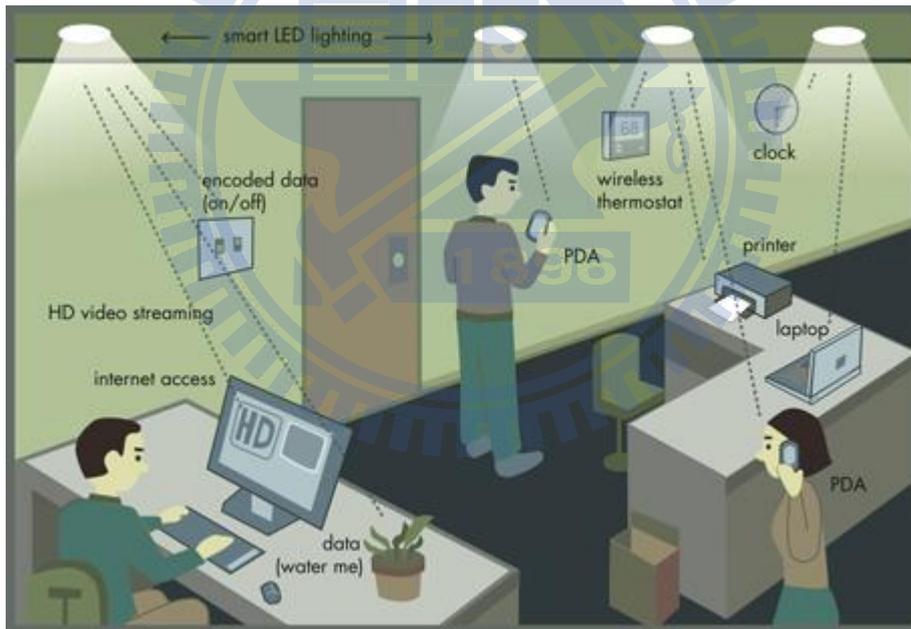


圖 1-2 室內照明傳輸示意圖[2]

Property		VLC	RF
	Bandwidth	Unlimited, 400nm~700nm	Regulatory, BW Limited
	EMI	No	High
	Line of Sight	Yes	No
	Standard	Beginning (IG-VLC)	Matured
	Hazard	No	Yes
Mobile To Mobile	Visibility (Security)	Yes	No
	Power Consumption	Relatively low	Medium
	Distance	Short	Medium
Infra to Mobile	Visibility (Security)	Yes	No
	Infra	LED Illumination	Access Point
	Mobility	Limited	Yes
	Coverage	Narrow	Wide

表 1-1 RF 跟 VLC 的優缺點比較[3]

1-3 論文架構

本篇論文中我們將利用一些設計將原本 LED 的低速度限制突破以用於實際可以達到高速傳輸的標準。共分為五個部分：

第一章：介紹 LED 以及相關的光通訊應用以及為何可見光通訊將來有發展的潛力。

第二章：則會簡單描述 LED 原理以及各種調變格式如 OOK、PSK、ASK、QPSK、OFDM 等電路設計跟調變原理、波形傳輸變形原因。

第三章：介紹其他實驗室有關於光通訊實驗的成果。

第四章：介紹實驗的架設，如何使用電路設計、調變格式以及改變波形等方式來突破 LED 傳輸速度限制的系統設置跟相關的程式語言。

第五章：實驗結果以及比較。

第六章：針對整篇論文做個總結。

第二章 理論

本章節將介紹 LED 的發光原理、如何產生不同的色光；另一部分則是簡述如何利用 LED 傳輸資料還有各種調變方式的原理，如何利用這些方法來增加我們的傳輸速率。

2-1 LED 發光原理

LED 中文稱發光二極體是利用化合物半導體製成的發光元件，其原理是在半導體內正負極 2 個端子施加電壓，當電流通過，使電子與電洞相結合時，剩餘能量便以光的形式釋放如圖(2.1)所示，依其使用的材料的不同，其能階高低使光子能量產生不同波長的光，人眼所能接受到各種顏色的光，其波長介於 400-780nm，在此區間之外則為不可見光，包括紅外光及紫外光(UV)。

多數 LED 被稱為 III-V 族化合物半導體，是由 V 族元素(氮 N、磷 P、砷 As 等)與 III 族元素(鋁 Al、鎵 Ga、銦 In 等)結合而成，以與 IC 半導體所使用之矽(Si)等 IV 族元素區別。多數 LED 被稱為 III-V 族化合物半導體，是由 V 族元素(氮 N、磷 P、砷 As 等)與 III 族元素(鋁 Al、鎵 Ga、銦 In 等)結合而成，以與 IC 半導體所使用之矽(Si)等 IV 族元素區別。傳統液相磊晶法(Liquid Phase Epitaxy, LPE)與氣相磊晶法(Vapor Phase Epitaxy, VPE)，以磷化鎵(GaP)或砷化鎵(GaAs)為基板，用於生產中低亮度 LED 及紅外光 IrDa 晶粒，其亮度在 1 燭光(1000mcd)以下。有機金屬氣相磊晶法(Metal Organic Vapor Epitaxy, MOCVD)用於生產高亮度 LED，其亮度約在 6000-8000mcd。以 AlGaInP 四種元素為發光層材料在砷化鎵基板上磊晶者，發出紅、橙、黃光之琥珀色系，通稱為四元 LED；以 GaN 為材料所生產的藍、綠光 LED，則稱為氮化物 LED，一般以藍寶石(Sapphire)為基板，美國大廠 CREE 則發展出以碳化矽(SiC)為基板的製程。

LED 燈會因為二極晶圓製造過程中所添加的金屬元素不同，成分比例不同，而發出不同波長的光，以波長在 470 發藍光，530 發綠光，570 發黃光，630 發紅光，其中又以藍光及綠光價格較高，因為藍綠光的特殊金屬在晶圓磊晶需成長在藍寶石上，故每顆藍綠光 LED 晶片都是由藍寶石製成的[4]。

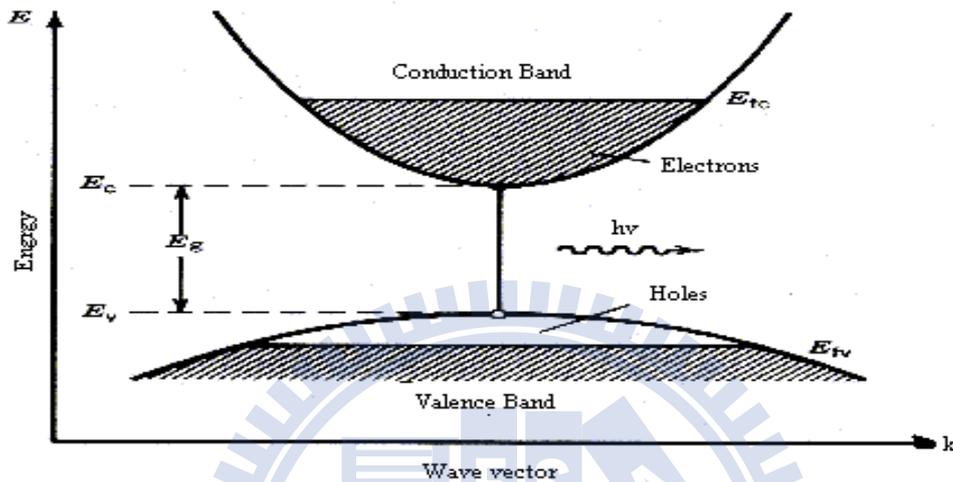


圖 2-1 LED 藉由電子電洞結合產生光能[5]

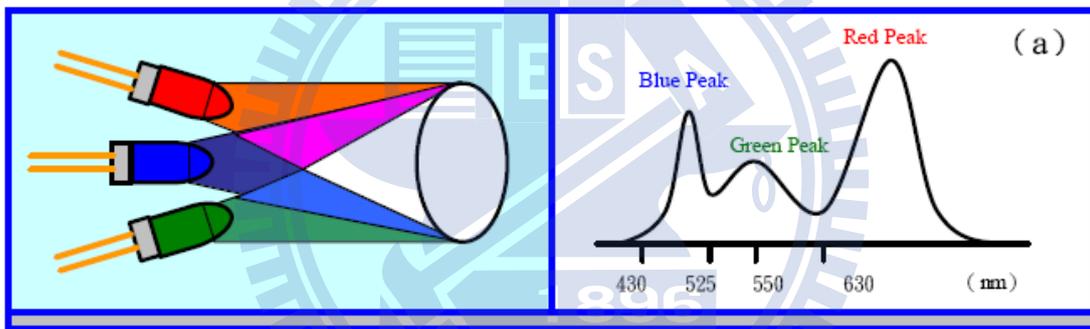
2-2 LED 如何產生白光

人眼所見之白光最少可由兩種光色混合而成。LED 產生白光的方式亦然，現行做法如圖 2-1，可分為多色混光式 (Mixed-Color) LED 與螢光粉覆蓋式 (Phosphor-Covered) LED。其中，螢光粉覆蓋式 LED 又可分為藍光晶粒與紫外光晶粒激發螢光粉兩種。以下分析三種白光產生方式之優劣：

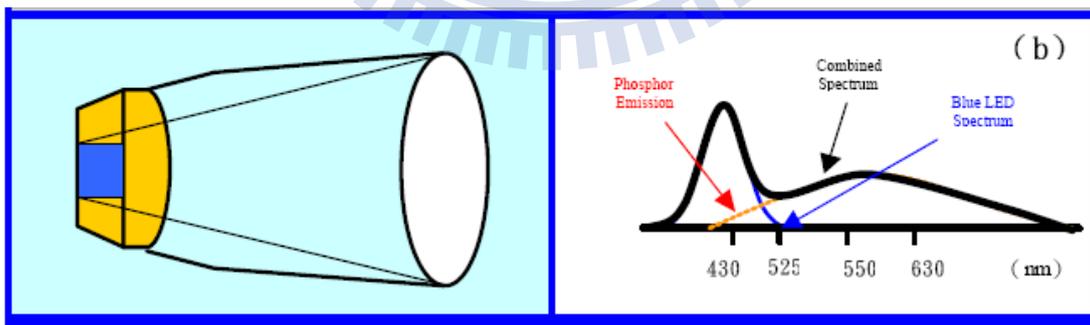
- a. 多色混光：將紅、綠、藍三原色 LED，利用光學設計混合成白光，如圖 2-2(a) 所示。此種光源色飽和度最高，可變性佳；但由於三原色 LED 需個別驅動並固定相對光強度才得以維持穩定之白光輸出，因此驅動與控制電路之成本較高且複雜。目前亦有將三原色晶粒封裝在一起的多晶粒 (Multi-Chip) LED，使體積縮小。
- b. 藍光晶粒激發螢光粉：目前商業用途最常見之白光 LED，由晶粒發出藍光激發黃色螢光粉，後由未被螢光粉吸收之藍光與被激發出的黃光經內部光學設計混

合成白光輸出，如圖 2-2(b)所示。螢光粉之效率，以日亞化學提出之 YAG 螢光粉最高。此種光源使用的晶粒數量少，電路控制最為簡單，成本較低；缺點為光譜僅分佈在藍光與黃光波段，因此色彩表現較差，且易有光色偏藍或偏黃的現象。

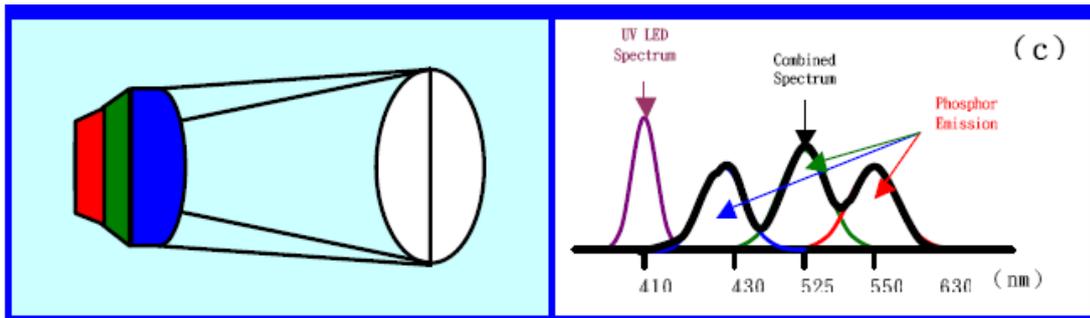
- c. 紫外光晶粒激發螢光粉：如圖 2-2(c)所示，由紫外光晶粒激發三原色螢光粉後混合成白光，只需驅動紫外光晶粒，且光譜含有紅、綠、藍三波段，因此有色飽和度佳兼具控制簡單之優點；但紫外光所產生的能量會使 LED 封裝材料-環氧樹脂提前產生劣化而影響光輸出；且若三原色螢光粉之光衰減特性不同，長期使用可能因三原色比例改變而導致光色異於初始設計[5]



(a) 多色混光



(b) 藍光晶粒激發螢光粉



(c) 紫外光晶粒激發螢光粉

圖 2-2 LED 產生白光的方式[6]

LED 應用於白光之發展時間不長，尚有許多問題待學、業界進行研究與改善。於製程方面，LED 之發光效率偏低，過低的發光效率使得省電效果不彰，且多數能量在 LED 內部轉化為熱形成消耗，使發光效率因熱效應而更為降低，如同受到二次傷害。驅動技術方面，LED 的驅動電壓低，電路設計與元件選取較為簡易。但其發光特性容易受驅動電流、環境溫度與使用時間所影響，因此除了注重電路效率外，對於 LED 光電特性之掌握亦相當重要[7]。

2-3 LED 的發光效率

LED 能成為背光源或是投影機的投射光源取決於它的發光效率，發光效率指的是元件的外部量子效率(External quantum efficiency)，其為元件的內部量子效率(Internal quantum efficiency)及元件的光萃取率(Light extraction efficiency)的乘積。

所謂元件的內部量子效率其實就是元件本身的電光轉換效率，主要與元件本身的特性如元件材料的能帶、缺陷、雜質及元件的磊晶組成及結構等相關。例如在同質接面結構中，電子與電洞相遇而復合(產生光)的機率極低，亦即發光效率很低[6]：

$$\eta_{\text{int}} = \frac{\text{number of photon emitted from active region per second}}{\text{number of electrons injected into LED per second}} = \frac{P/(h\nu)}{I/e} \quad (2.1)$$

元件的光萃取率則為元件內部產生的光子，在經過元件本身的吸收、折射、反射後實際上在元件外部可量測到的光子數目：

$$\eta_{\text{extraction}} = \frac{\text{number of photon emitted into free space per second}}{\text{number of photon emitted from active region per second}} = \frac{P/(h\nu)}{P/(h\nu)} \quad (2.2)$$

元件的外部量子效率，便為上述兩種效率的乘積：

$$\eta_{\text{ext}} = \frac{\text{number of photon emitted into free space per second}}{\text{number of electrons injected into LED per second}} = \frac{P/(h\nu)}{I/e} \quad (2.3)$$

而LED的發電效率是能利用多少的電能效率：

$$\eta_{\text{power}} = \frac{\text{total power emitted into free space}}{\text{electrical power provided to LED}} = \frac{P}{IV} \quad (2.4)$$

提升內部量子效率為早期元件發展的目標之一，方法主要是提高磊晶的品質以及改變磊晶的構造，使電能不容易轉換成熱能，進而改善LED的發光效率，經計算大約可獲得約90%左右的理論內部量子效率。不過這樣的內部量子效率幾乎已經達到理論的極限，在這樣的情形下，只靠著提升元件的內部量子效率是無法提升元件的總光量，因此提升元件的光萃取率主要可以往五個方向發展：

1. 改變晶粒外型：傳統發光二極體晶粒的製作為標準的矩型外觀，因為一般半導體材料折射係數與封裝環氧樹脂(Epoxy)的相差甚多，使得交界面全反射臨界角小，而矩型的四個截面互相平行，光子在交界面離開半導體的機率變小，讓光子只能在內部全反射直到被吸收殆盡，使光轉成熟的形式，造成發光效果更不佳。因此，改變LED chip形狀是一個有效提升發光效率的方法。HP 與 Lumileds 公司所發展的 TIP(Truncated Inverted Pyramid)型晶粒結

構，如圖 2-12，4 個截面將不再是互相平行，因此光可以有效地被導引出來，在紅光的波長下，外部量子效率因而大幅提升至 55%，發光效率高達 100 lm/W。之後，Osram Opto Semiconductors 也發表一系列以 SiC 為基板改變晶片形狀的 LED，如的 ATON 及 NOTA，這兩者的發光效率至少也為傳統矩形晶粒的 2 倍，如圖(2.3)所示[8]

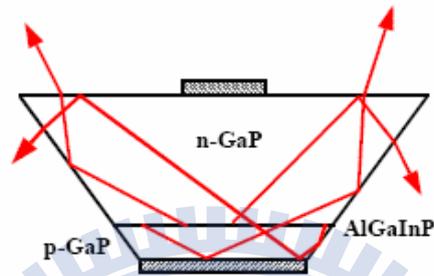


圖 2-3 Lumileds 的 TIP 型晶粒[8]

- 晶片黏貼(Wafer bonding)：目前可見光 LED 發光層材料以 AlGaInP (紅光~綠光)及 GaN(綠光~藍光)為二大主軸，因此在此介紹這二種材質利用晶片黏貼方式提升了發光效率。初期 AlGaInP LED 使用不透明材質的 GaAs 作為基板，所產生的光線在經過多次全反射後，大部份都被半導體材料與封裝材料所吸收，因此使得 LED 內部的吸收損失變大，而降低元件的光萃取率。為了減少基板對 LED 所發出光線的吸收，HP 首先提出透明基板之粘貼技術。所謂的透明基板黏貼技術主要是將發光二極體晶粒先利用化學蝕刻的方式將 GaAs 去除，接著在高溫環境下施加壓力，將透明的 GaP 基板粘貼上去，如圖 2-4，如此便可提高二至三倍的光萃取率[8]。

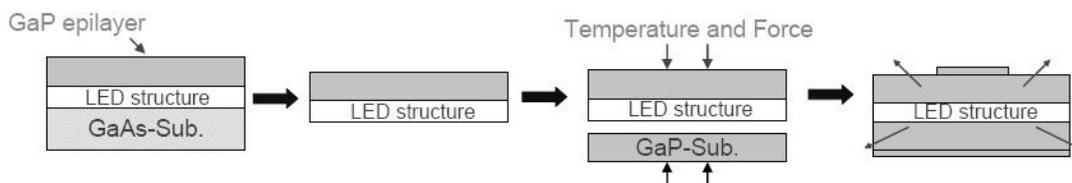


圖 2-4 晶片黏貼之示意圖[8]

3. 表面粗化 (Surface roughness)：藉由在晶粒內部或外部建立一些幾何形狀的微結構，以破壞光線在晶粒內部的全反射，來提升元件的光萃取率，如圖 2-5。圖 2-5 的方法最早是由日亞化學(Nichia)所提出，其粗化方法基本上是在晶粒的幾何形狀上形成規則的凹凸形狀，而這種規則分佈的結構也依所在位置的不同分為兩種形式，一種是在晶粒內設置凹凸形狀，另一種方式是在元件上方製作規則的凹凸形狀，並在晶粒背面成長反射層。這樣的方法成功的大幅提升光萃取率，使整個LED 的外部量子效率大大的提升許多，之後許多研究紛紛在晶粒內部及外部製作不同形狀的微結構，如金字塔形、小球顆粒狀、倒金字塔形、矩形…等等，如圖 2-6，來提升光萃取效率[8]。

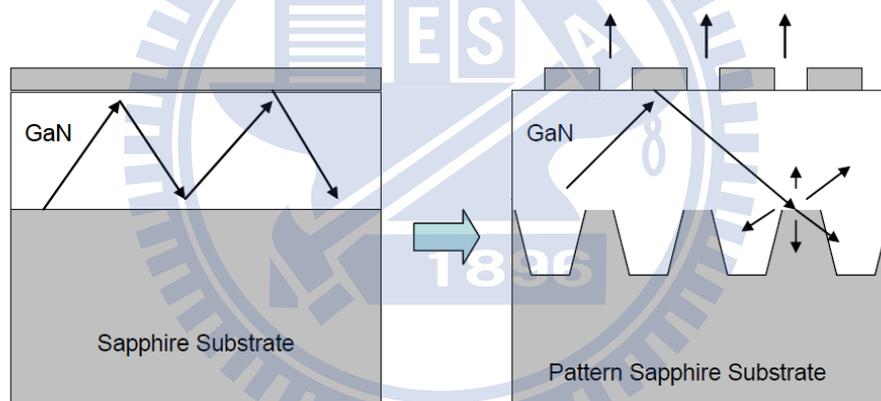


圖 2-5 左圖為傳統矩形晶粒結構圖；右圖為 Nichia 在晶粒內外部分別製作週期性微結構，以增加光萃取率[8]

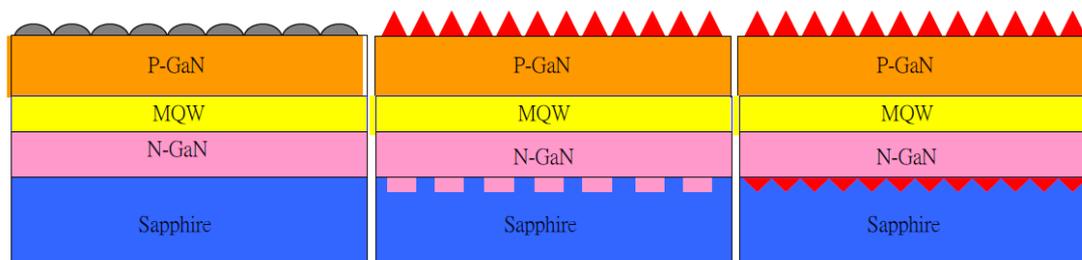


圖 2-6 晶粒表面或內部成長各種不同形狀的結構圖[8]

4. 覆晶封裝(Flip chip)：對於使用藍寶石基板(Sapphire Substrate)的GaN 系列材料而言，因為其P 極及N 極的電極必須做在元件的同一側，若使用傳統的封裝方法，LED 上方發光面大部分的發光面積將會因為電極的阻擋而造成光量的損失，又因藍寶石基板是透明的，如果可以將光由藍寶石基板端取出，則可使光量大量的增加，因此產生了Flip Chip 的構想。所謂的Flip-Chip 結構，如圖2-7，即是將傳統的元件反置，並在p 型電極上方製作反射率較高的反射層，藉以將原先從元件上方發出的光線從元件其他的發光角度導出，而由藍寶石基板端緣取光。這樣的方法因為降低了在電極側的光損耗，可有接近於傳統封裝方式兩倍左右的光量輸出。另一方面，因為覆晶結構可直接藉由電極或是凸塊與封裝結構中的散熱結構直接接觸，而降低熱阻可大幅提昇元件的散熱效果，進一步提升LED 的輸出光量[8]。

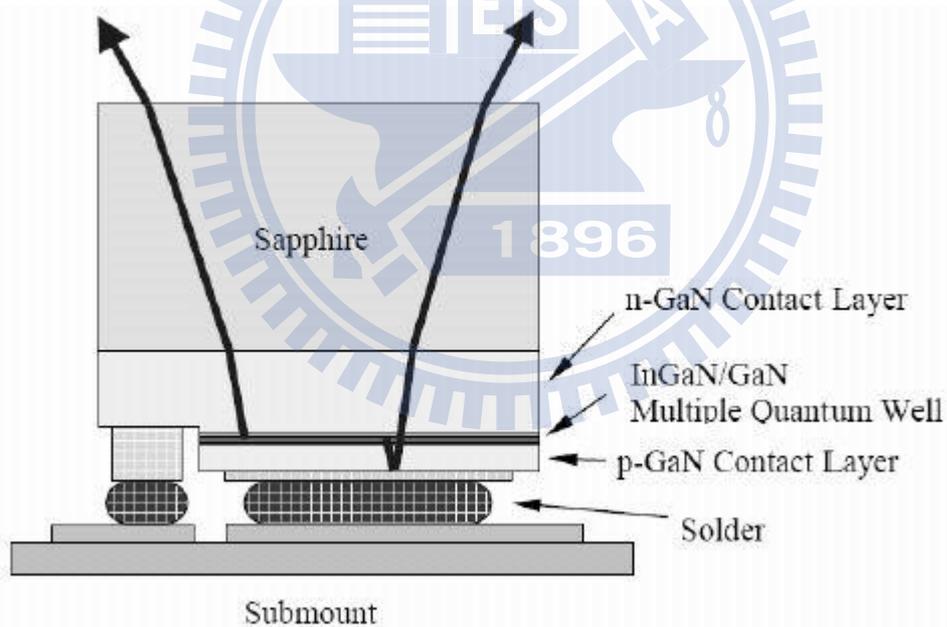


圖 2-7 覆晶(Flip-Chip)的結構圖[8]

5. 布拉格反射器(Distributed Bragg Reflector)：傳統LED chip 的製作方式即在基板上直接成長磊晶層，若基板為不透明的材質，如GaAs... 等等，容易

導致LED 所產生的光線在經過多次全反射後，被基板所吸收，而大幅降低元件的光萃取效率。為了減少基板對LED 發光層所發出光線的吸收，便在磊晶層與基板中間加入一與基板及磊晶層晶格匹配的高反射鏡(Distributed Bragg Reflector, DBR)，如圖2-8，當發光層所發出正向入射至DBR 的光，都會被反射，以增加光能量的輸出。此DBR 的材質選擇須依不同基板的晶格匹配因素來成長出多層反射膜，以避免熱膨脹產生應力破壞元件而發光波長不同也會導致反射率不同。因此適當的選擇DBR 結構，可提高元件的發光效率[8]。

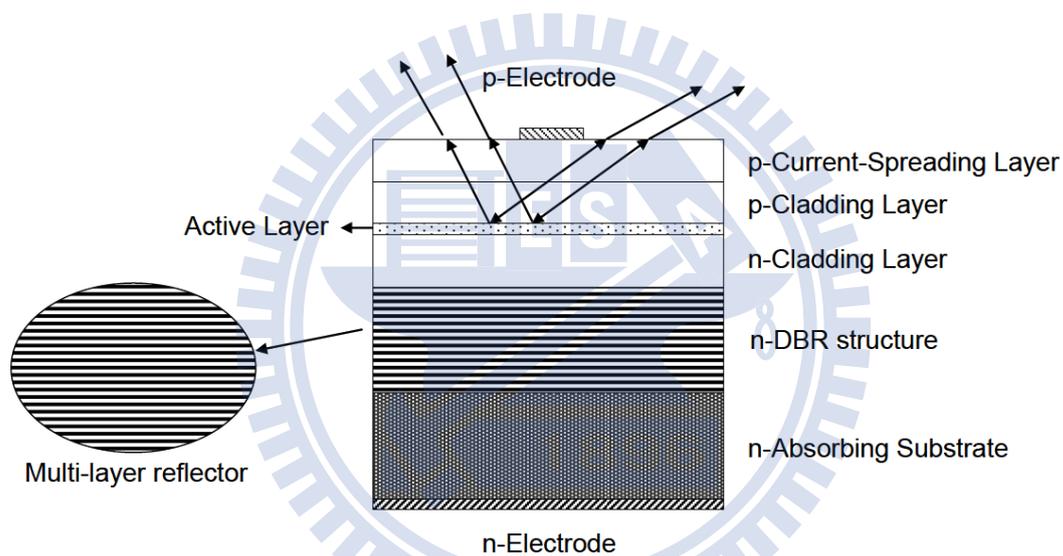


圖 2-8 DBR 結構圖[8]

2-4 應用於塑膠光纖通訊用發光二極體介紹

LED在通訊上已經有用於塑膠光纖(Plastic Optical Fiber)傳輸，只是因為塑膠光纖的損耗過大所以無法使用於長距離傳輸，最長的傳輸距離約幾百公尺而已。應用於光纖通訊的光源型式，不僅和通訊距離有關更取決于需求的頻寬，對於短傳輸用途，例如局部網路，LED是常被選擇的，因為他們可簡單的被驅動，較經濟，有較長的生命期，並可提供所需的輸出功率，即使是他們的輸出頻譜比雷射二極體寬，另一方面，LED經常和諧射光纖一起使用，因為它具有窄的線寬、較

高的信號帶寬能力及較高輸出功率如圖2-9所示，有兩種基本形式的LED元件，假如光是由複合面區域發射，如圖(a)所示，則此元件為面發射LED(SLED)，假如光是由經體邊緣區域發射，如圖(b)所示，亦即晶體面垂直主動層的區域，則此LED為一邊緣發射LED(ELED)[9]。

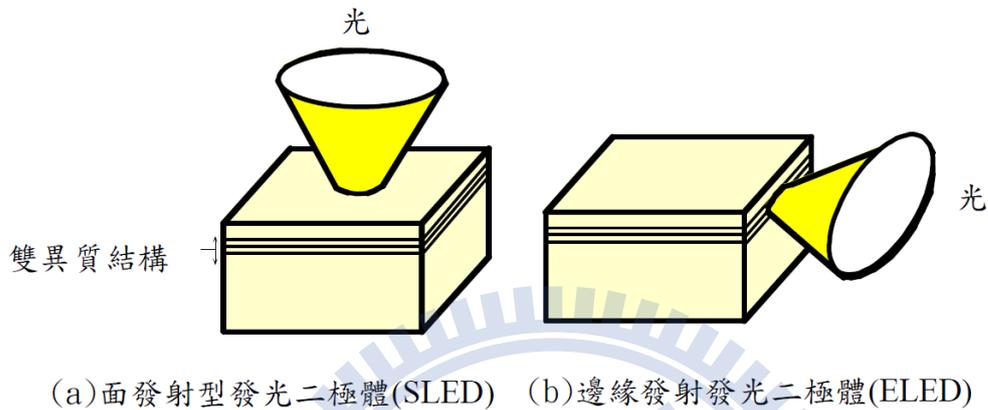


圖 2-9 兩種基本形式 LED 示意圖[9]

目前塑膠光纖大部份的應用波長為650nm附近，而650nm此波段使用的材料為 $(AlGa)_{0.5}In_{0.5}P$ ，如圖2-10所示為應用於塑膠光纖650nm兩種最基本的結構，此兩種LED皆為面發射型LED，圖左為利用鋅擴散(Zn-diffusion)將中間的電流阻止層(current blocking layer)反轉成P型引導電流流入主動區內，使得電流能有效的注入主動區上方無金屬區域內來增加發光強度。圖右則是利用再次磊晶(regrowth)的技術形成電流阻止層(current blocking layer)，可是此方法製程技術較高而且良率也較低。另一結構則是採用共振腔結構之LED(Resonant-cavity LED)，如圖2-11所示，此結構除了利用離子布值(ion-implanted)當作電流阻擋層之外還在主動區上下成長布拉格反射鏡(Distributed Bragg Reflectors)，和傳統的LED相比RCLED具有較高的光輸出功率及較窄的綫寬(spectra width)。

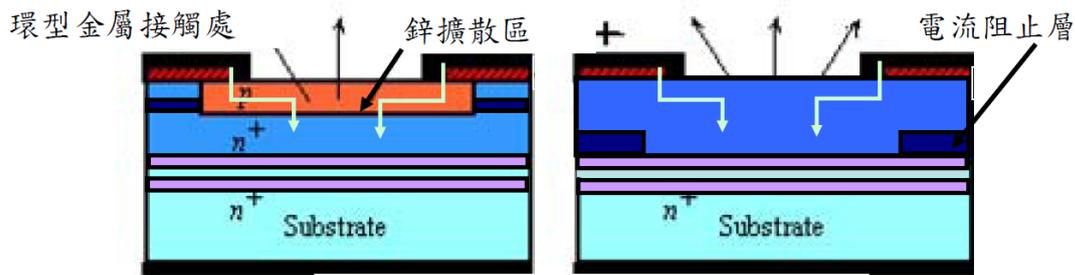
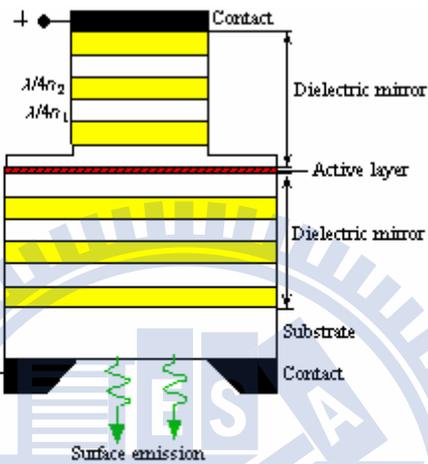


圖 2-10：兩種基本電流阻止層形式的 LED 元件[9]



A simplified schematic illustration of a vertical cavity surface emitting laser (VCSEL).
©1999 S.O. Kasap, *Optoelectronics* (Prentice Hall)

圖 2-11：基本形式的 VCSEL 元件示意圖[9]

2-5 塑膠光纖損耗及光源

圖 2-12 為 PMMA 材料之塑膠光纖損耗對應波長頻譜圖 2-12，我們可以由圖中清楚的看到，主要有三個損耗較低的窗口，分別在波長 520nm、570nm 及 650nm，都在可見光的範圍中。在 650nm 光波段的窗口與 520nm 及 570nm 波段相比之下，其損耗較高(125dB/km)且較窄，這將會使光源(雷射或發光二極體)在長時間操作而發熱，以及環境溫度變化的影響，導致光源波長的偏移[8]，而使其光源操作在損失較大的波段，造成較大的光功率損耗。在 520nm 及 570nm 波段左右有較寬較廣的低損耗窗口(少於 90dB/km)。

雖然 520nm 及 570nm 波段比 650nm 波段有較小的損耗以及較大的頻寬，但

在色散(dispersion)部份，如圖 2-13 所示。520nm 及 570nm 波段比 650nm 波段較為嚴重，大約有兩倍的差別，但是由於 PMMA 塑膠光纖都是應用在短距離通訊，距離都為 100m 以內，其實色散的影響並不嚴重。

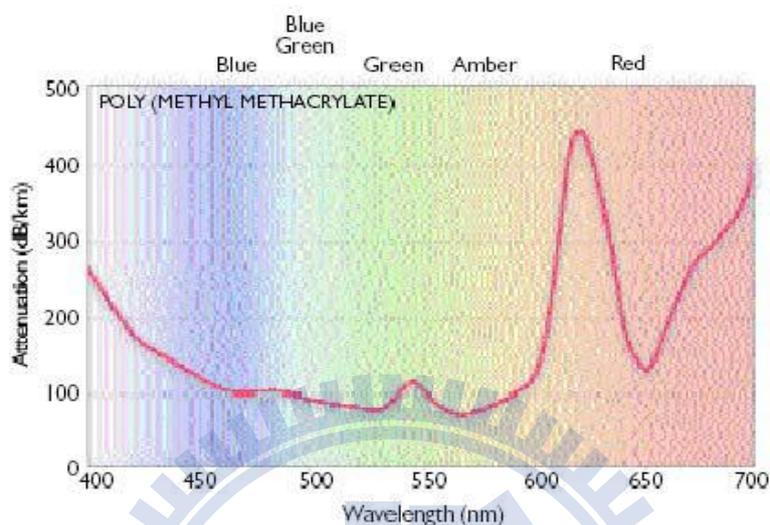


圖 2-12：PMMA 材料之塑膠光纖損耗對應波長頻譜圖[9]

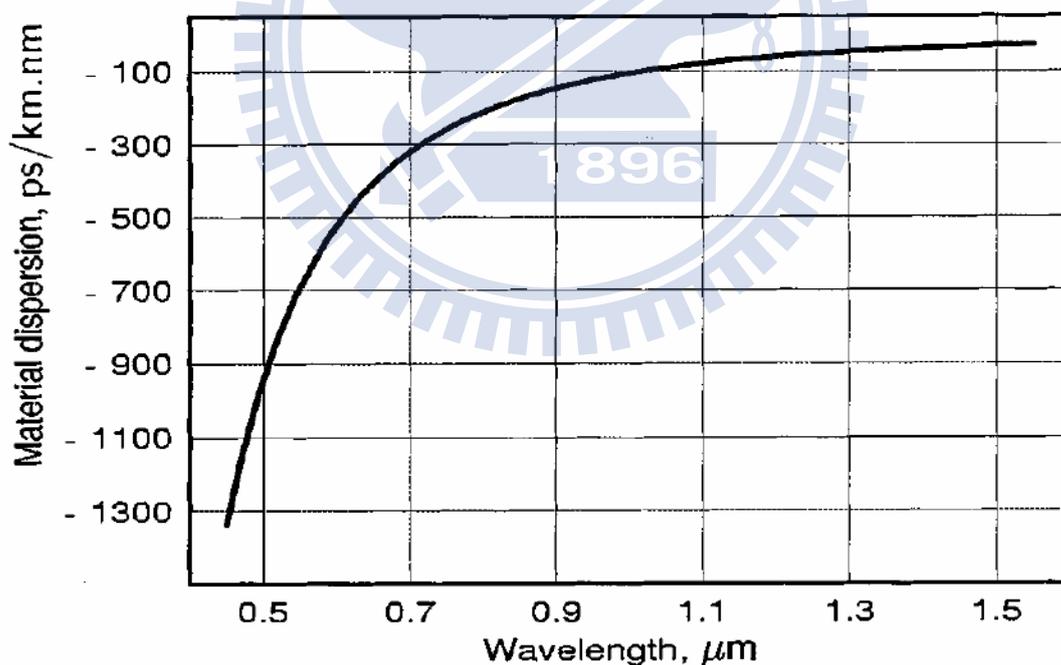


圖 2-13：PMMA 塑膠光纖色散對應波長圖[9]

2-6 高速發光二極體調制原理

光纖通訊中 LED 光源大部分使用在短距離網路(Local area-network)當中

(從數公尺到五公里之內)，傳輸速率也是由數 10Mbit/s 至數百 Mbit/s 不等，在光纖通訊中 LED 重視的不再是光源的亮度而是速度的表現，LED 調變主要分為數位調變和類比調變，圖 2-14 就是描述數位調變的過程，此處二極體被一個電流源調變，其動作只是簡單的 LED 開關而已。另外在類比調變則需要一個直流偏壓來保持使所有電流朝向順向方向如圖 2-15 所示，若移走直流電流，一個信號電流負向的擺動，會使二極體反偏而使 LED 滅掉，另外 LED 要能在高速調變取決它的頻寬，LED 的 3dB 點的頻寬則取決於載子生命週期 τ ，所謂-3dB 點就是信號功率降為 1/2 的頻率。或者是信號電壓降為原來之 0.707 倍的頻率。其公式如下：

$$f_{3dB} = \frac{1}{2\pi\tau} \text{ Hz} \quad (2.5)$$

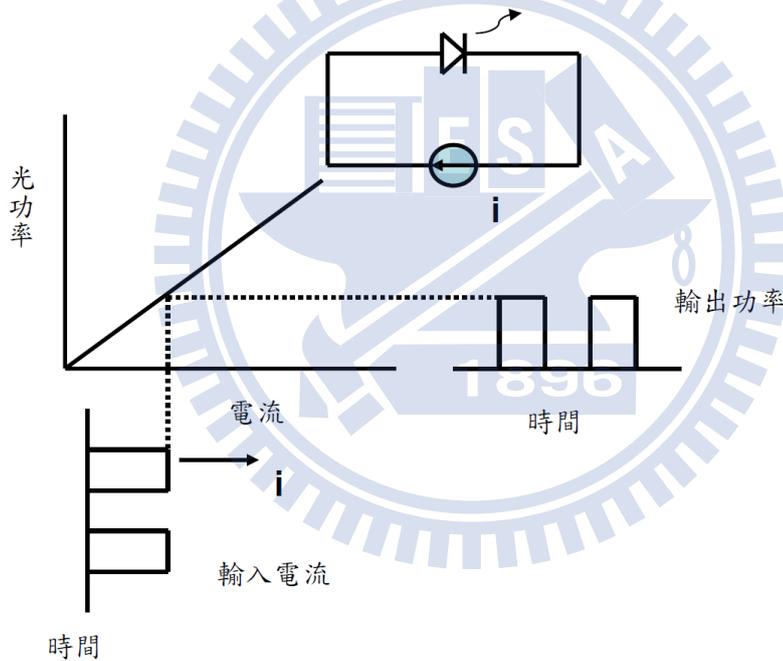


圖 2-14：數位調變示意圖[9]

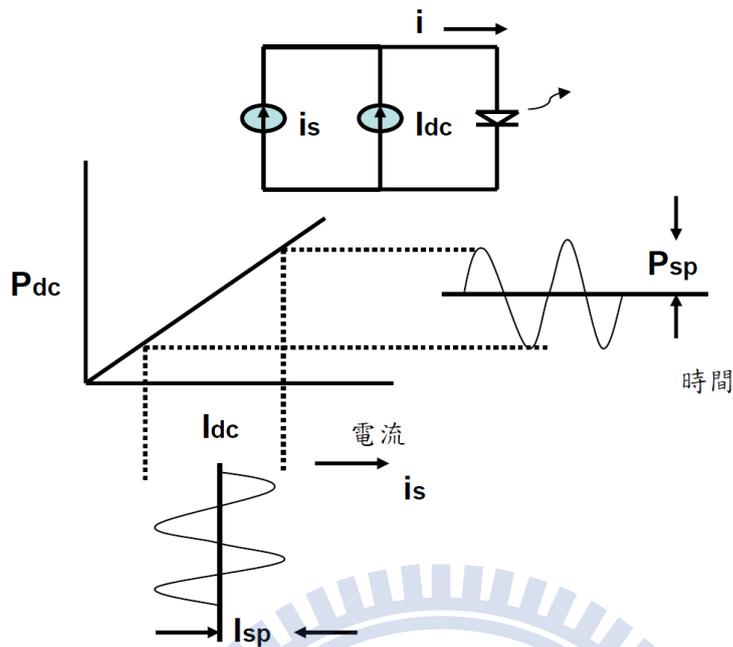


圖 2-15：類比調變示意圖[9]

2-7 高速發光二極體調制限制

在傳統照明的LED一般來說為了要提高亮度，都將其P-N接面的面積做的很大，但相對的面積大電容也就大，當傳統的LED在零偏壓時，電容主要是由空乏電容(Depletion capacitance)所主宰，在順向壓時，大部分的電流從金屬接觸的地方集中注入至主動區，此時的電容為擴散電容(Diffusion capacitance)所主宰，而傳統的LED因為面積大的關係所以速度的表現往往都是被上述的兩種電容所限制住，也就是被RC所限制，其中為了降低電容所受到的限制，一般空乏電容採用乾蝕刻臺座(mesa etching)來降低電容，而擴散電容則是採用適度的摻雜缺陷(impurity defects)來降低少數載子的生命週期，只是上述兩種方法雖然會降低RC的限制但是相對的也會降低光的輸出功率，所以要如何取得平衡點變成一個重要的課題。RC頻率響應為 $f = 1/2\pi\sqrt{LC}$ ，電容值越大頻率響應就越差[9]。

2-8 調變原理概述

調變是一種將訊號注入載波，以此訊號對載波加以調變的技術，以便將原始

訊號轉變成適合傳送的電波訊號，常用於無線電波的廣播與通訊、利用電話線的數據通訊等各方面。依調變訊號的不同，可區分為數位調變及類比調變，這些不同的調變，是以不同的方法，將訊號和載波合成的技術。調變的逆過程叫做解調，用以解出原始的訊號。以下簡略介紹類比以及數位調變的方式。

類比通訊是以載波頻率的相位，頻率變化來表示來源訊號的類比訊號。類比調變技術衍伸出三種不同的應用技術，分別是：調幅（Amplitude Modulation；AM）、調頻（Frequency Modulation；FM）、調相（Phase Modulation；PM），如圖 2-16 所示。簡單來說就如同我們說話時候，就是一種連續波調變的過程，聲音的產生是肺部空氣通過我們聲帶，產生了載音波，這些載音波經過口腔肌肉的調變動作來發出不同的聲音，因此我們耳朵所聽到的其實是一個調變過的聲波跟 AM 的訊號很類似。另外一種類比調變方式稱為脈波調變，它是利用調變訊號改變脈波的振幅，形成一個周期性的脈波串列，即為所謂的脈波振幅調變(PAM)。脈波調變在本質上並不產生頻率的遷移，有一些傳輸機會把脈波調變連續波調變整合在一起。另外也有一些其他的調變技巧是跟編碼(coding)整合在一起[10]。

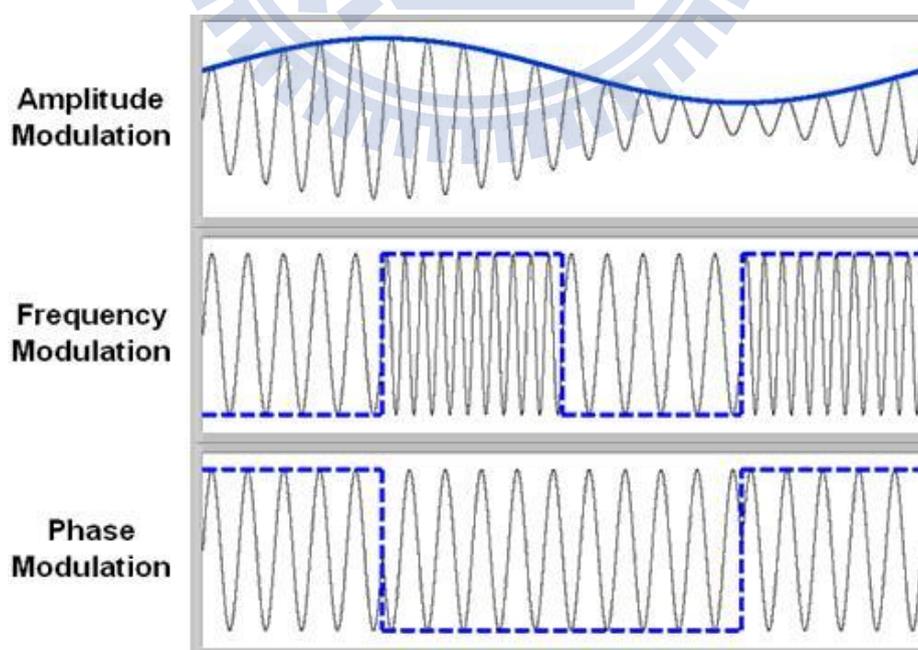


圖 2-16 三種類比調變的格式[10]

數位調變與類比調變類似，但是它不能連續地改變載波的振幅、頻率或相位，只有離散的數值對應於數位編碼。數位調變是以載波內振幅、頻率、相位等非連續的變化來表示基頻內 0 與 1 的數位訊號。有幾種常用的數位調變法，每一種都改變個別的參數組合。載波的振幅對應於兩個數位狀態之一。非零的振幅代表數位的一，為零的振幅則是數位的零，如圖 2-17 所示。

的兩種振幅分別表示二進制數值的調變方式稱為振幅移鍵（Amplitude Shift Keying；ASK），以接近載波頻率的兩個不同頻率分別表示二進制數值稱為頻率移鍵（Frequency Shift Keying；FSK），以波信號的相位表代二進制數值稱為相位移鍵（Phase Shift Keying；PSK）。另外還有一種是以ASK以及PSK結合而成的調變方式稱為正交振幅調變（Quadrature Amplitude Modulation QAM），使用兩個頻率相同但相位相差的載波同時傳送兩個不同信號單元，如圖 2-17所示。

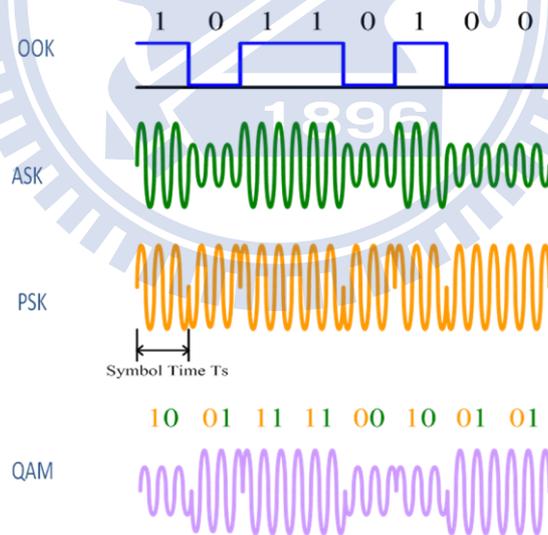


圖 2-17 OOK、ASK、PSK、QAM 波形圖

數位調變相較於類比調變有更多的優點，條列如下：

1. 優異的抗干擾能力：

數位調變內各個訊號不是0就是1，例如以0伏特來表示位元0，以5伏

特來表示位元1，當位元強度受到外界的雜訊影響而改變強度成為3.8伏特時，系統在傳輸過程中能將位元強度回復到原來正常的5伏特。

2. 提供資料多工處理：

當不同型態的資料經過數位調變後，都轉換成0與1的數位訊號，如此，資料就能多工混合後由相同的頻道傳送，另外一方接收到這些資料後，再解多工還原成原來個別型態的資料。

3. 提供傳輸安全機制：

數位調變系統內的數位訊號還能運用數位訊號處理的技術，例如發射端以特定的密碼將資料進行編碼，接收端必須具備相同的密碼，才能還原成原來的資料，避免訊號傳輸時遭其他人竊取。除編碼外，數位調變還能進行頻道編碼(channel coding)，頻道編碼是在傳輸資料內，額外加入一些控制位元，當接收端收到訊號後，依照這些控制位元的數值將傳輸過程中若干發生錯誤的位元加以更正過來[11]。

2-9 OFDM 簡介

正交多工(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)此技術發展的開始，早在1950年代就有學者提出此技術，大約在1960年代完成整個OFDM的理論基礎，而在1970年代發現了，可以使用離散傅立葉(Discrete Time Transform, DFT)來實現OFDM技術。而隨著數位訊號處理(Digital Signal Processing, DSP)及超大型積體電路(VLSI)的進步，使用快速傅立葉(Fast Fourier Transform, FFT)來實現OFDM架構。OFDM是由多載波調變(Multi-carrier Modulation, MCM)而來的數位通訊傳輸技術，且OFDM技術可適合在頻率選擇性衰落(Frequency Selective Fading)通道，降低訊號經過通道延遲所產生的破壞，並具有抵抗多重路徑之優異特性，固廣泛的應用於無線通訊，因此IEEE 802.16標準也選用OFDM傳輸技術[12]。

2-10 單載波與多載波架構

在一開始的通訊傳輸技術上，是使用單一載波傳送的技術，若是使用的頻寬較大時，這樣的架構只要受到一點干擾或是雜訊較大時，就可能有較大的傳輸錯誤。而多載波調變技術的概念，而是將一個頻寬切割成一些較小的子頻寬來傳送訊號，即使用多個子載波(Subcarriers)，利用這些較窄的子頻寬送時，會使每一個子載波通道頻率響應看似平坦，這就是分頻多工(Frequency Division Multiplexing, FDM)觀念。但因為頻寬是一個有限的資源，而就有了 OFDM 的觀念，FDM 和 OFDM 的最大的差別如圖 2-18，就是在 OFDM 架構中，每個子通道之間的子載波頻率互相正交，所以頻譜上雖然重疊但每個子載波不受其他的子載波影響，若與 FDD 相比較之下，OFDM 系統在同樣的頻寬之下，將可以使用更多的子載波，使得頻譜效率(Spectrum Efficiency)增加，提高傳輸量，因此能應付高傳輸量的通訊系統。然而因這些子載波頻率彼此之間是互相正交，如此較窄的子載波將可視為是頻率非選擇性通道(Frequency Nonselective Channel)，即子載波內的通道頻率響應可視為相同，在接收端的等化器設計也較為簡單。為了使子載波頻率之間互相正交，子載波的頻率間距大小要等於符元長度倒數[12]。

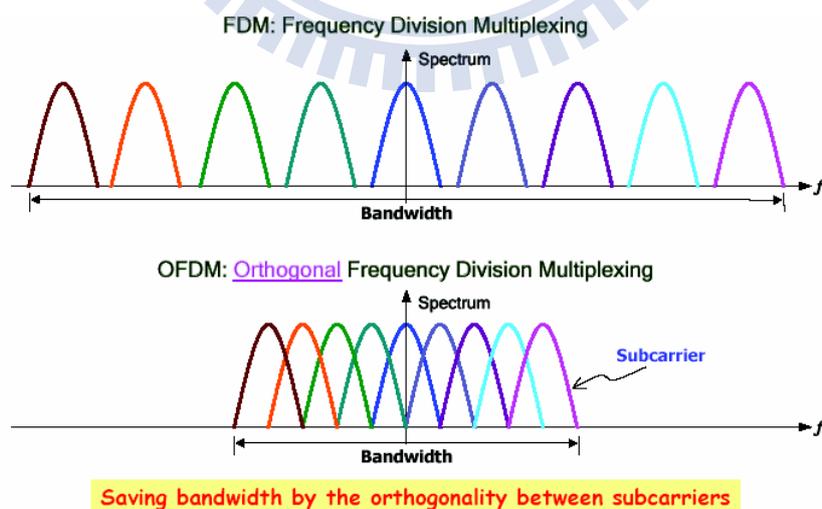


圖 2-18 FDM 與 OFDM 頻譜結構[12]

第三章 各種改良可見光通訊方法

此篇章節將會介紹其他實驗室做出來有關於可見光通訊的研究成果

3-1 利用製程改善 LED 頻寬

上面有提過LED的頻寬是取決於載子生命週期 τ ，而 τ 則跟上升時間(rise time)與下載時間(fall time)有關，上升時間被定義為對映一個步級輸入電流，使輸出從最終值的10%升到90%所需的時間，下降時間則是相反，如圖3-1所示，所以透過降低 τ 可以增加LED的頻寬。美國耶魯大學實驗室所做的一個製程，利用三角型的阻障層來限制載子空間，結構如圖3-2(a)所示，在偏壓為零的時候載子狀態如圖3-2(b)所示，被限制在兩層阻障層之間，如果加了1V的偏壓之後結構改變如圖3-2(c)，三角形阻障層往下掉，載子順勢往低能量的區域跑，如此載子的生命週期便可以減短，但因為放光區域變小，相對的強度也會相對減弱。利用時間解析光激螢光TRPL(Time-Resolved Photoluminescence)所量測到的結果如圖3-3所示，利用(2.5)公式算出來的頻寬約可以達到400多MHz，如果加以改良製成可見光的LED，將來應該有機會可以應用到VLC的系統上面[13]。

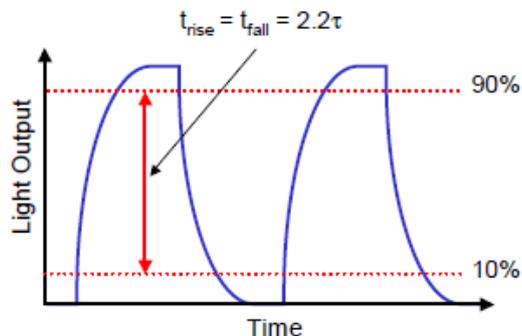


圖 3-1 上升時間與下降時間的定義[13]

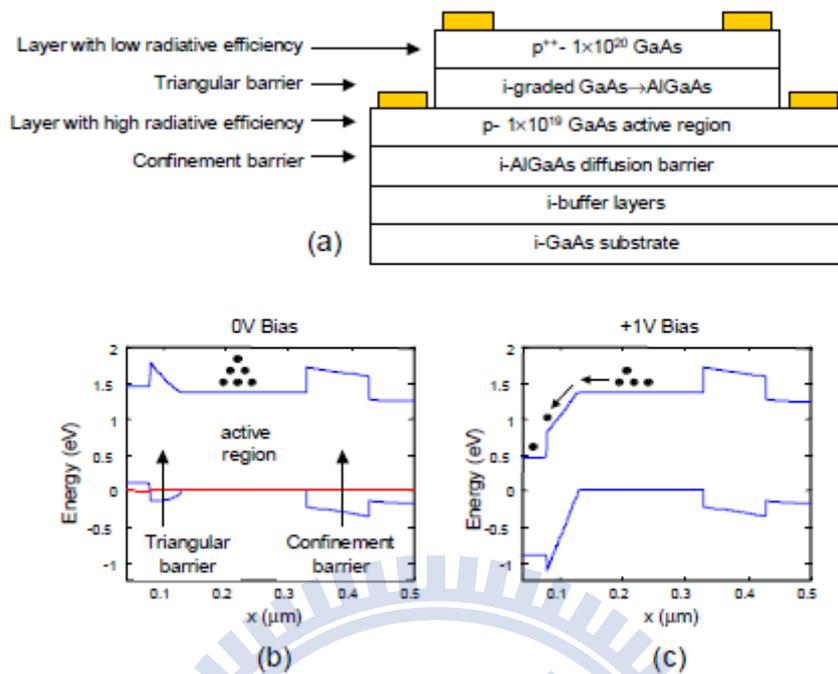


圖 3-2 降低載子生命週期製程示意圖[13]

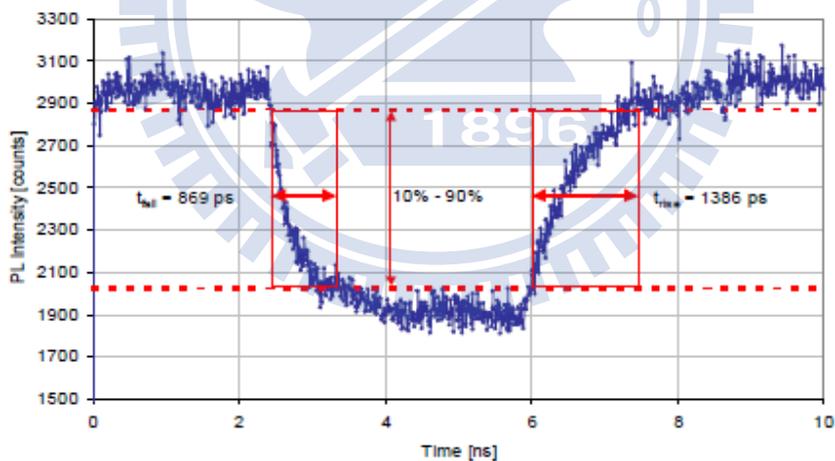


圖 3-3 TRPL 所測得的反應時間圖[13]

3-2 利用陣列方式

韓國朝鮮大學的實驗室利用陣列的方式將LED並聯起來如圖3-4所示，利用多顆LED燈傳輸相同的訊號可以增強訊號的強度，因此對於傳輸距離有很大的改良空間，如圖3-5的結果所示，使用藍光10Mb/s速度相隔距離15cm跟30cm的眼圖看

起來仍然非常清晰，圖3-6是距離對於誤碼率的曲線圖，從結果可以看出來對於傳輸距離確實有很大的改善[14]。



圖 3-4 (a)單顆 LED 燈構造(b)LED 燈陣列[14]



圖 3-5 藍光 10Mb/s 在(a)15cm(b)30cm 的距離下傳輸的眼圖[14]

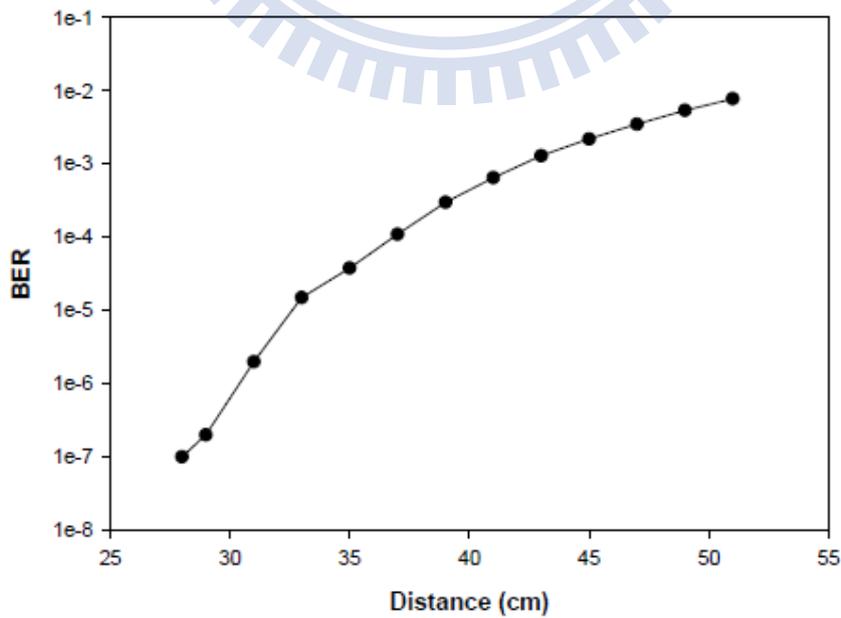


圖 3-6 BER 對於距離的眼圖[14]

3-3 Pre-Equalized

英國牛津大學實驗室在 LED 資料端先做了一個電路設計，如圖 3-7 所示，利用三個高速緩衝器搭配電感跟電容來改善 LED 的頻率響應，頻率響應公式是 $f = 1/2\pi\sqrt{LC}$ ，細部構造如圖 3-8 所示。Driver1, 2, 3 是用來調整藍光 LED 的低中高頻率響應，而搭配各種原件數值如表 3-1 所示。圖 3-9 可以看出來經過三個 driver 的調整過後，LED 的頻率響應已經可以達到 45MHz，而圖 3-10 是 BER 的曲線圖，相距 10cm 的距離，可以看出來經過 Pre-Equalized 在 BER 值為 10^{-6} 之下的速度比未加 Pre-Equalized 的速度快了近一倍左右，大約在 80Mb/s[15]。

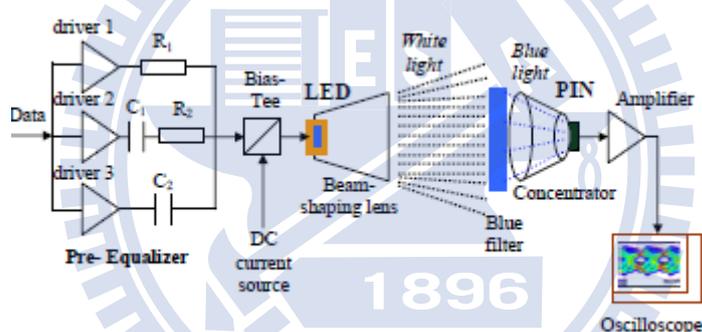


圖 3-7 Pre-Equalized 架構[15]

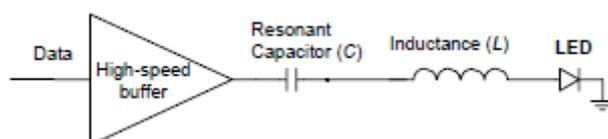


圖 3-8 電路細部構造[15]

Parameters	Values
Modulation depth	20%
R_1, R_2	50 Ω
C_1, C_2	100 pF, 47 pF
Transmitter lens full-angle	45°
Blue filter	450 nm
Blue filter width, transivity	40 nm, 60%
Concentration lens diameter	25 mm
Photodetector detection area	15 mm ²
Preamplifier transimpedance gain	6K Ω
Preamplifier input-referred noise	55 nA _{RMS}
Receiver sensitivity	1 μ W
LPF cut-off frequency	data-rate

表 3-1 Pre-Equalized 各個元件數值[15]

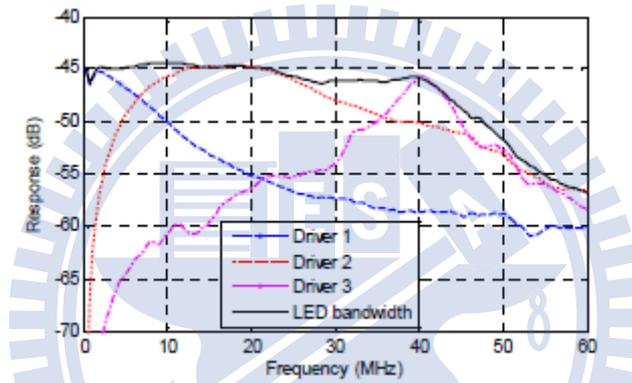


圖 3-9 Pre-Equalized 頻率響應[15]

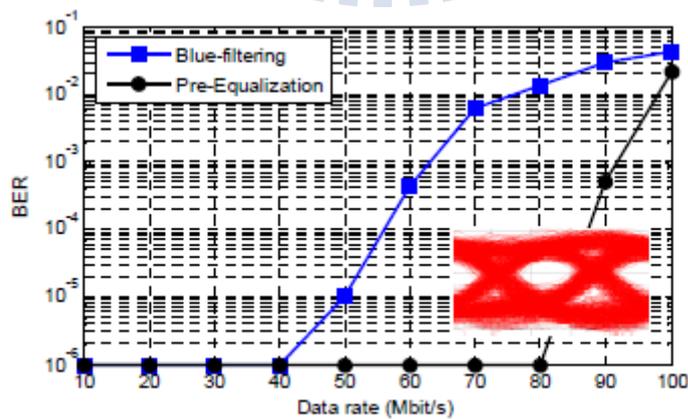


圖 3-10 Pre-Equalized 的 BER 曲線圖[15]

3-4 Multiple-Resonant Equalization

一樣由牛津大學實驗室做出來的結果結合陣列跟Pre-Equalized兩種架構，如圖3-11所示，用16顆燈做成陣列然後一樣利用頻率響應的公式 $f = 1/2\pi\sqrt{LC}$ 算出不同的C值然後得到一個大範圍的頻率響應，如圖3-12所示，其數據如表3-2所示。再來我們看實驗結果，白光頻率響應擁有很大的改善，如圖3-13所示，接著我們看BER的量測結果發現，在距離幾乎碰在一起情形下以40Mb/s傳輸速度傳輸，BER仍然有 10^{-6} ，相距30cm的情形下傳輸速度約34Mb/s，BER也仍然有 10^{-6} 左右，1m左右的BER太高品質就開始很差了，如圖3-14所示[16]

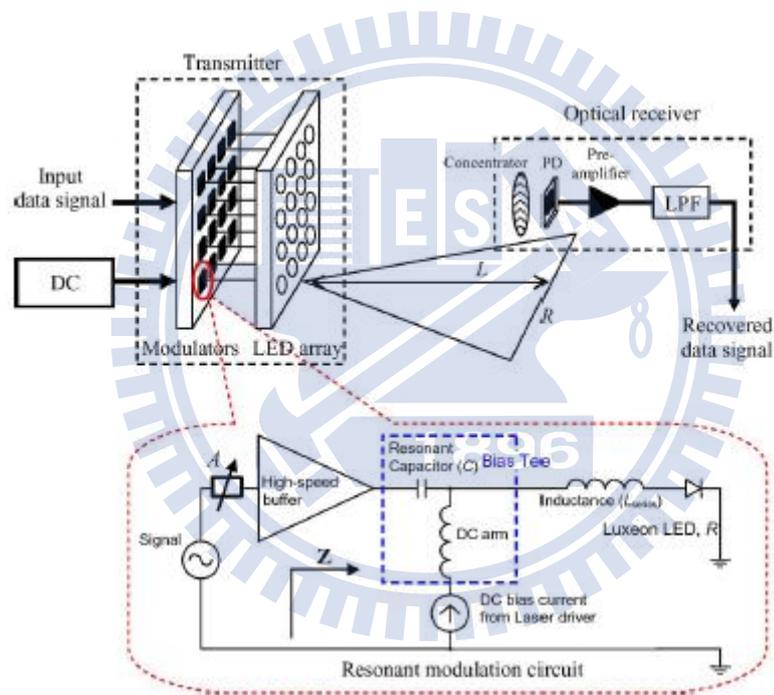


圖 3-11 Pre-Equalized 加上陣列的架構[16]

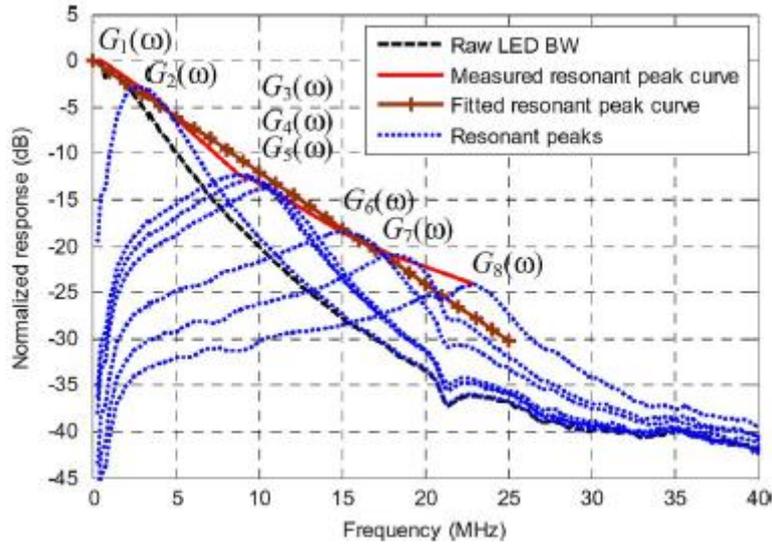


圖 3-12 Multiple-Resonant Equalization 頻率響應圖[16]

VLC SYSTEM PARAMETERS	
Parameters	Values
Transmitter	
Number of Luxeon LEDs	16 (4×4) (LXHL-MW1B)
LED pitch	60 mm
Total LED illumination power	1.5 W
LED constant driving current I_{DC}	220 mA
Group modulation depth	10%
Lens opening angle (Lambertian)	45°
Illumination intensity (at 2m)	400 lux
Capacitors	$C_1 = 10\mu\text{F}$, $C_2 = 4.7\text{nF}$, $C_3 = 820\text{pF}$, $C_4 = 680\text{pF}$, $C_5 = 560\text{pF}$, $C_6 = 330\text{pF} (\times 3)$, $C_7 = 220\text{pF} (\times 3)$, $C_8 = 150\text{pF} (\times 5)$
Attenuation coefficient [A_1, A_2, \dots, A_8]	[-13,-13,-6,-6,-6,0,0,0] dB
Receiver	
Concentration lens diameter	50 mm
Lens focal length	50 mm
Photodetector (OSD-35T) detection area	35 mm ²
Preamplifier transimpedance gain	6K Ω
Preamplifier input-referred noise	55 nA _{RMS}
Sensitivity	1 μW
LPF cut-off frequency	60 MHz

表 3-2 Multiple-Resonant Equalization 數據值[16]

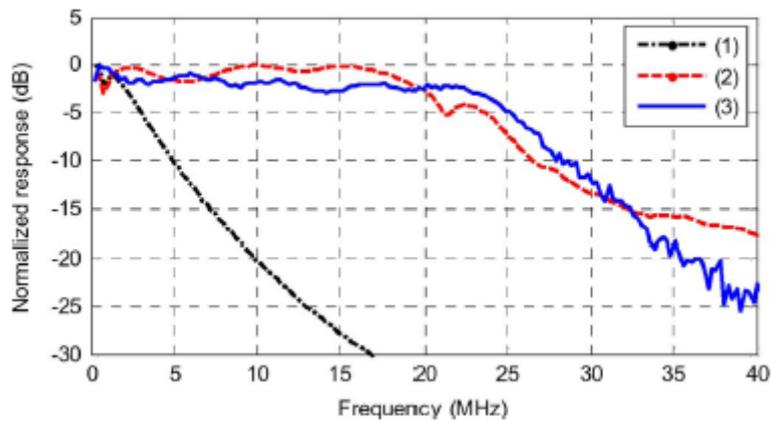


圖 3-13 (1)沒有加Equalization(2)計算得到的Equalization(3)實際量測到的Equalization 頻率響應[16]

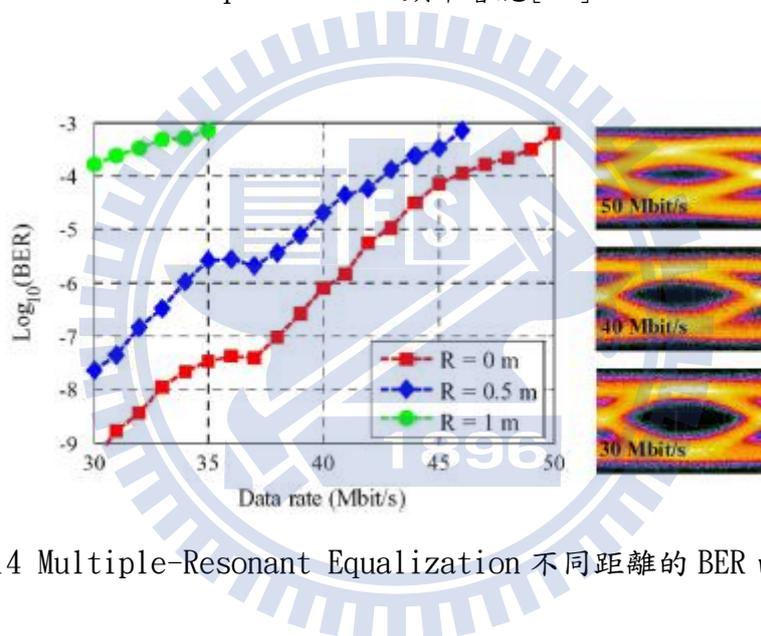


圖 3-14 Multiple-Resonant Equalization 不同距離的 BER 曲線[16]

3-5 Multiple Input Multiple Output (MIMO)

將上述的架構再加上多接收器的架構，如圖 3-15、3-16 所示，利用陣列的方式傳輸也用陣列的方式將訊號收下，只要先計算好 LED 的發散角度、距離等問題再設置接收器可以達到收光的最大效率[17]。

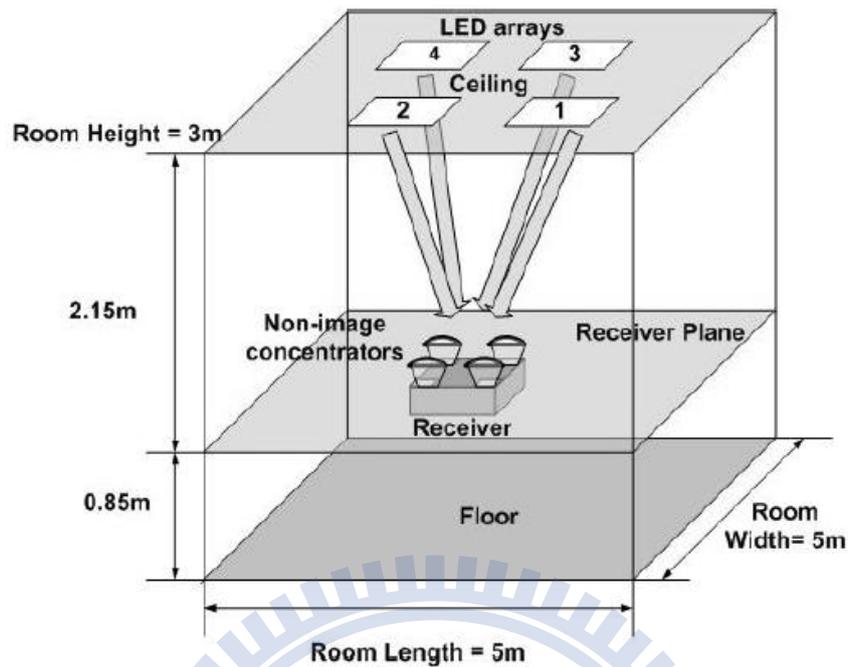


圖 3-15 MIMO 系統示意圖[17]

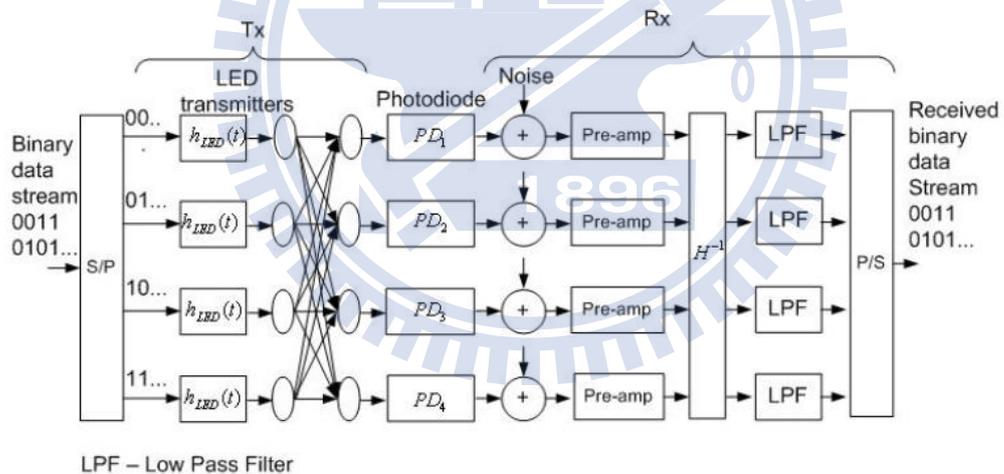


圖 3-16 MIMO 模型[17]

3-6 OFDM Visible Light Wireless Communication Based on White LEDs

德國布萊梅大學將 VLC 架構結合 OFDM 的系統來達到更有效率的傳輸，如圖 3-17，3-18 所示，他們利用了許多的調變格式如 QPSK、16QAM、64QAM 的方式加上 OFDM 來改善傳輸的距離，其結果如圖 3-19 所示。由圖中可以看出有加 OFDM 的傳輸距離都比較遠，而在都有加 OFDM 的系統下以 QPSK 的效果最好可以達到距

離 60cm，BER 還有 10^{-7} 左右[18]。

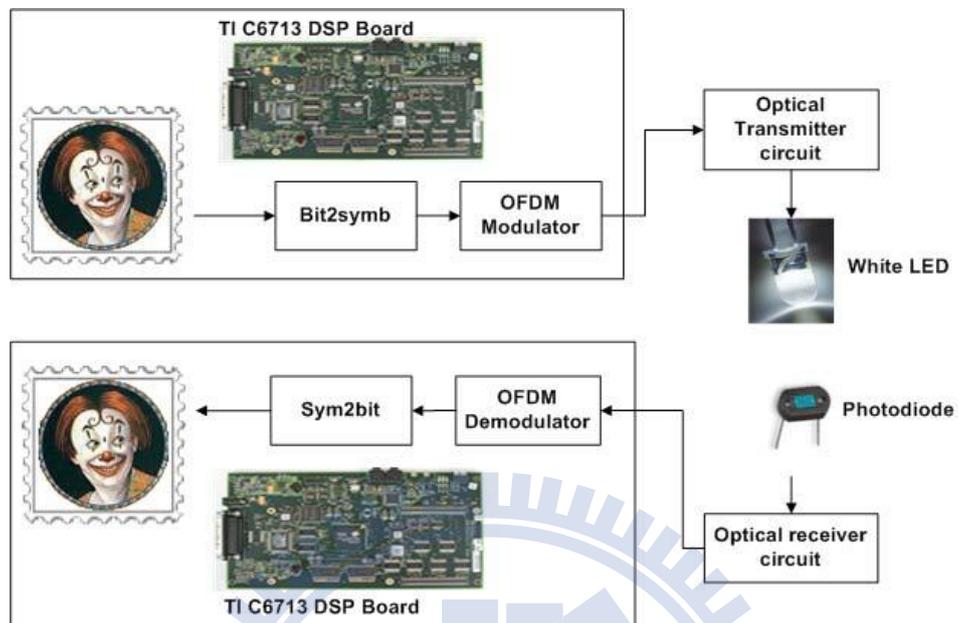


圖 3-17 VLC 利用 DSP 電路設計結合 OFDM 系統[18]

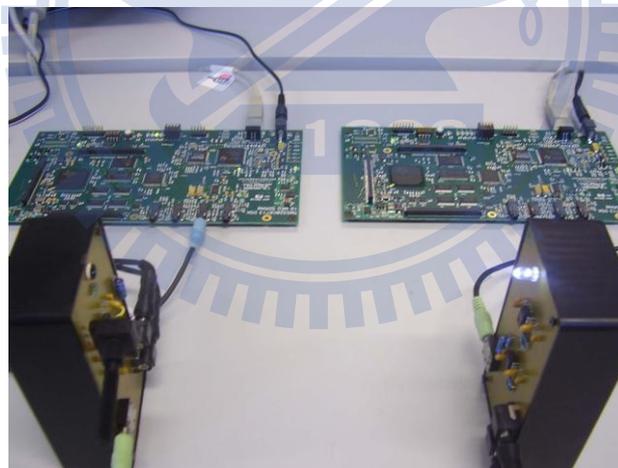


圖 3-18 VLC 在 OFDM 系統實際操作[18]

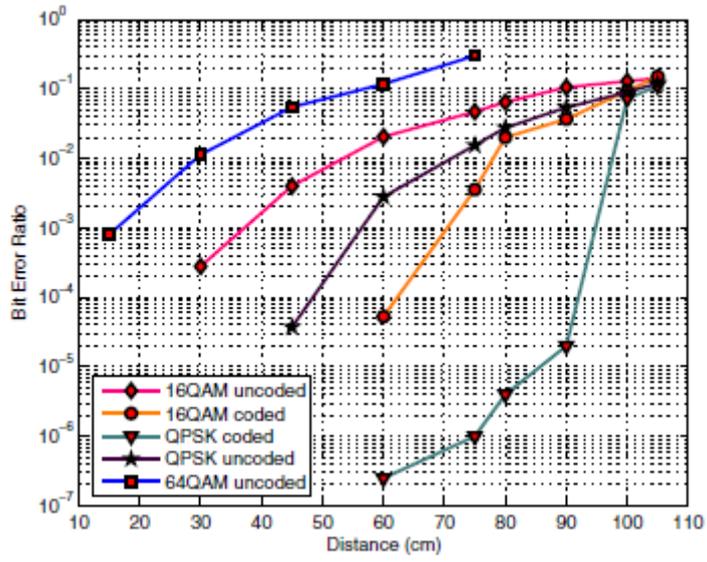


圖 3-19 不同調變格式跟有無 OFDM 與距離間的 BER 曲線[18]



第四章 實驗架構與原理

利用 LED 傳輸的問題在於速率侷限在一定的範圍內，提高它的 Data rate 是未來重要的議題，我的實驗架構利用不同的型式來提高其傳輸速率，下面將介紹從實驗設計的概念還有三種提升速率的方式：Pre-distorted、電路設計以及數位調變格式來改善傳輸速率。

4-1 設計概念

使用可見光來傳輸訊息的原理很簡單，一開始的構想是使用 MP3 隨身碟當做調變的信號源，將其與 LED 燈串聯做結合之後，利用 MP3 隨身聽的訊號利用光的形式發送出去；另一端用太陽能電池當作光接受器，在收到經過調變光的訊號後再傳到音響裡面就能讓音樂發送出來。這是很簡單的光通訊實驗，利用聲音轉換電流再轉換光傳輸，反之再逆向回來送出聲音，實驗裝置如圖 4-1 跟 4-2 所示。此實驗的光通訊原理，是利用 LED 可以隨著輸入電壓不同而在亮度上迅速做出反應。裝置原理上，利用直流電達到 LED 工作電壓，音源輸出歌曲屬於電壓變化，與直流電源串聯，兩者電壓相加，將此電壓輸入至 LED 燈，LED 燈亮度會隨輸入電壓而改變。在 LED 燈發出的光裡，已含有歌曲的訊號，即以電壓調變光的信號。在空間另一邊，太陽能電池接收到隨時間改變的亮度，在輸出電壓上也對應於接收到的亮度作出變化，此電壓變化傳至揚聲器，最後發出與播放歌曲相同的音訊[19]。



圖 4-1 光通訊實驗設置圖



圖 4-2 光通訊實驗實際操作圖[19]

以此為基礎的架構下，我們利用一台任意波形產生器(Arbitrary Waveform Generator)來做為產生訊號的來源，加上一個直流偏壓供給器(Bias-Tee)將直流與交流訊息整合送至 LED 燈，另一端則是使用可見光範圍的光接受器(photo

detector)將訊號光接收至示波器(oscilloscope)分析。利用示波器所附軟體將取得的資訊傳輸到電腦中再透過 Matlab 的運算計算出我們需要的資訊，實驗的儀器架構如圖 4-3 所示，實際操作照片如圖 4-4 所示。

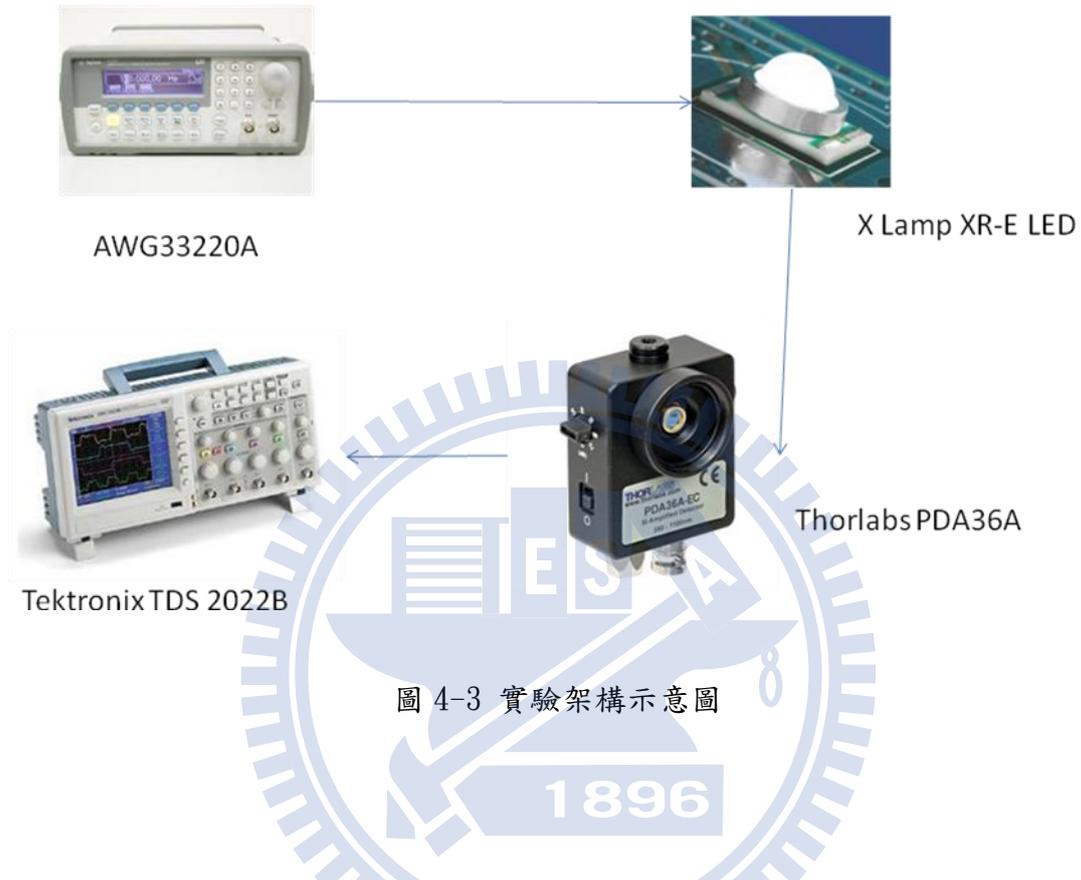


圖 4-3 實驗架構示意圖

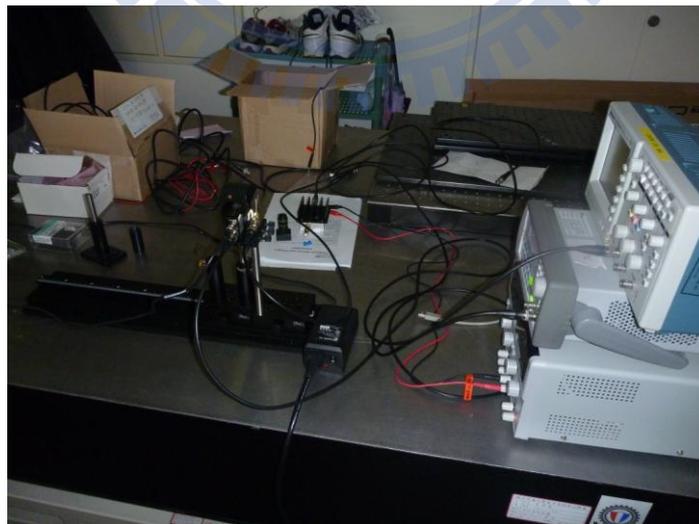


圖 4-4 實驗器材之架設

4-2 Pre-distorted OOK

我們透過 LED 傳送方波訊息到示波器上，因為上升時間(rise time)無法迅速反應造成延遲，因此會造成波形的失真，如圖 4-5 所示，由圖可以得知上圖是電訊號下圖是傳輸後的光訊號，經過傳輸的波形在前端有圓弧狀的凹陷，這都會造成傳輸上的訊號品質變差。

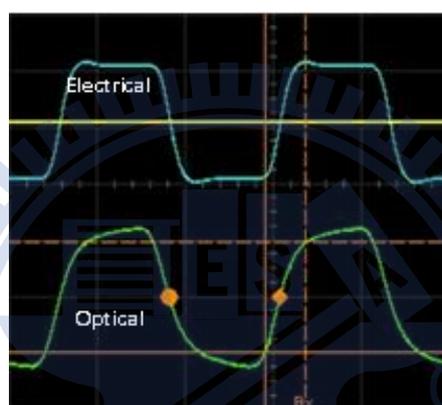


圖 4-5 波形失真圖

有鑑於此我們想出一種方式，利用任意波形產生器(Arbitrary Waveform Generator)產生一個前端突起的像是階梯的圖形，經過傳輸之後會讓原先高起的部分經過傳輸以後延遲掉下來讓原本的圓弧凹陷處因為波形改變得原因而變得跟原本的方波比較接近進而提升訊號的品質。

圖形方面我們使用 Matlab 來產生 Pre-distortion 的圖形，如圖 4-6 所示。從圖中可以看到我們在圖形前段以及尾端處產生約兩倍高的階梯狀突起，distortion 發生的地方是 0 到 1 以及 1 到 0 上升以及下降的時候，其他的部分則是不會產生變形[20]。

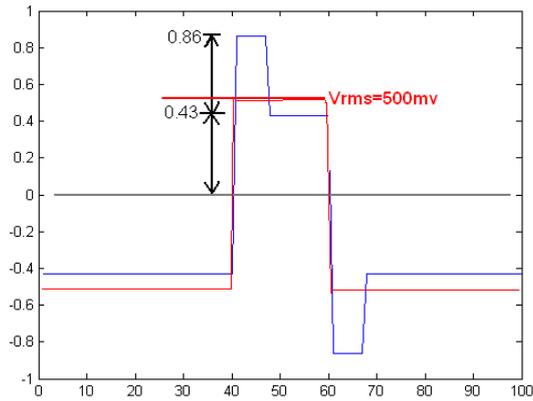


圖 4-6 Pre-distortion 的示意圖[20]

4-3 Postequalization

我們從研究的資料可以得知白光的 LED 頻譜(spectrum)如圖 4-7(a)，可以看出來白光 LED 主要是由藍光 LED 透過黃色螢光粉激發出白光，因此在波長 450nm 以及 550nm 處的強度最強。圖 4-7(b)則是說明 LED 的裡面各個元素的頻率響應曲線(response fitting curve)。從裡面測量的可以發現白光的頻率響應只能達到 2.5 MHz，而藍光反應頻率大約可以達到 14 MHz。藍光的頻率響應可以用下列公式代表：

$$H_b(\omega) = e^{-\omega/\omega_b} \quad (4.1)$$

ω_b 是透過濾光片藍光的頻率響應值為 $2\pi \times 15.5 \times 10^6$ rads/s，斜率 S_b 約是 -0.24 dB/MHz，與真實藍光相比下的均方根誤差(root mean square error)為 0.08 dB/MHz。

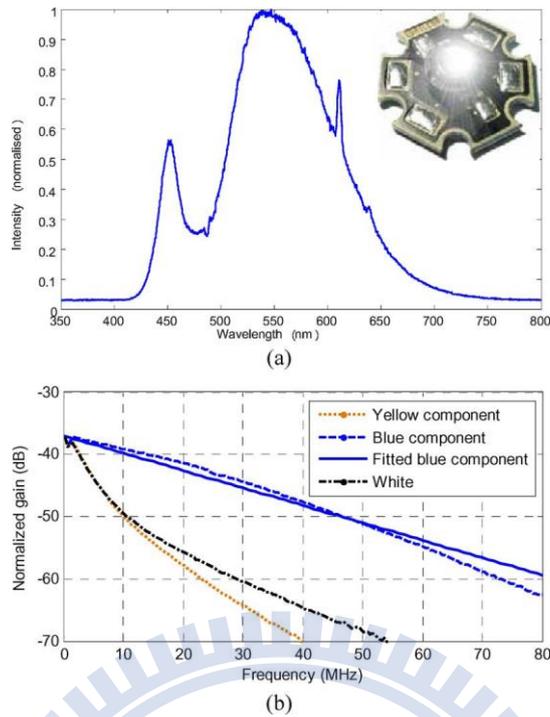


圖 4-7 (a)白光 LED 頻譜 (b)白光 LED 各元素以及藍光的反應頻率[21]

接著介紹我們實驗架構，如圖 4-8 所示，一開始使用一個偏壓器(bias tee)將直流(DC)與交流(AC)訊號整合以後送到 LED 燈傳送出去，透過藍色的濾光片(filter)之後再由透鏡將光聚焦到接收器(photodetector)上，訊號從接收器接收後經過放大器放大後再經由一個 RC 電路，最後進到示波器裡面。

RC 電路值的頻率響應值為：

$$H_e(\omega) = \frac{1}{k} \times \frac{1 + j\omega T}{1 + j\omega \frac{T}{k}} \quad (4.2)$$

其中 $1/k = R_L / (R + R_L)$ ， $T = RC$ 。 R_L 是示波器的內部電阻值(load impedance)，而 RC 電路裝置頻率響應的絕對值為：

$$|H_e(\omega)| = \frac{1}{k} = \sqrt{\frac{1 + \omega^2 T^2}{1 + \omega^2 (\frac{T}{k})^2}} \quad (4.3)$$

$1/k$ 為裝置的 dc 參數，3-dB 點在這個電路裝置的 dc 值為：

$$\omega_{3\text{ dB}} = \frac{1}{T} \sqrt{\frac{1}{1 - \frac{2}{k^2}}} \quad (4.4)$$

此 3-dB 點存在於 $k > \sqrt{2}$ 。 $|H_e(\omega)|$ 大約會成線性關係接近 3-dB 點，它的響應斜率(slope of the response) S_e (dB/MHz)，可以用式子表示為：

$$S_e = \frac{6\pi T_1}{\sqrt{\frac{1}{1 - \frac{2}{k^2}}}} \quad (4.5)$$

藍光的響應斜率為 $S_e = -S_b$ ，根據圖 4-7 我們可以得知如何達到最大頻寬 (bandwidth) 的算法，式子如下：

$$BW_{MAX} \leq \frac{20 \log_{10}(k)}{-S_b} \quad (4.6)$$

透過式子(4.5)以及(4.6)決定頻寬以及增益(gain)算出 T 以及 k 的值，但是 k 值所受限制取決於接收器(receiver)輸入範圍(input dynamic range) ΔP ，其受限制的式子為：

$$|20 \log_{10}(k)| \leq \Delta P \quad (4.7)$$

簡單來說我們遵循以下步驟：

1. 決定接收器的輸入訊號範圍。
2. 試著決定 dc 的參數、最大頻寬透過上面的式子(4.6)跟(4.7)然後得知 k 值後再計算出 R 的值。
3. 算出 T 值以後進而透過 $T = RC$ 式子決定 C 值。

此架構是採用他人所做的藍光 led 燈，我們實際量測並無加上藍色濾光片純粹利用白光來做也是考量日後接合照明跟成本用途[21]。

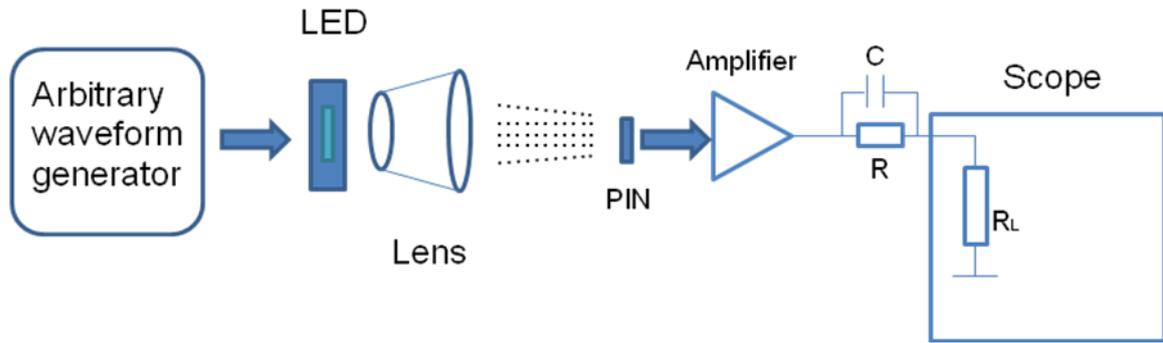


圖 4-8 Postequalization 實驗架構(無濾光片)

4-4 眼圖(eye diagram)誤碼率(bit error rate)算法

眼圖是一個能夠透過示波器或其他相關設備來顯示標準脈幅調制信號重疊片段的圖形，常常被用來評估信號的損害情形，因為其形狀長的像人類的眼睛故稱它為眼圖，眼圖的內部稱為眼開度(eye opening)，眼開度越大代表訊號越好，如圖 4-9 所示為一眼圖示意圖。

誤碼率(BER)測試就是輸出一個已知的數據位流給被測設備，然後捕獲並分析以被測設備返回的數據流。為了使不同儀器有相同的測試結果，常常應用一種特別的偽隨機序列，這是一種源於通訊行業定義的標準。

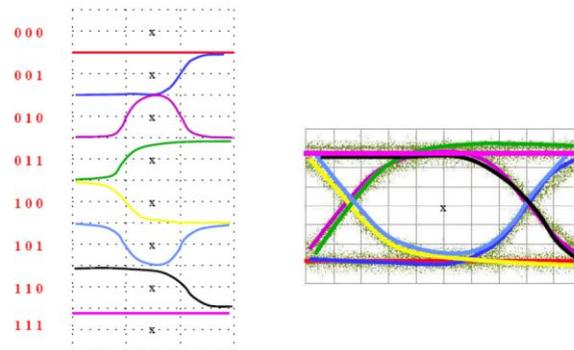


圖 4-9 眼圖示意圖

在我們實驗架構中利用示波器將訊號疊加成眼圖後，利用眼圖計算出誤碼率，誤碼率的定義為錯誤的點數量除以全部的點數量，我們從眼圖中判斷在 1 的訊號帶中擷取到 0 的訊號的機率為 $P(1/0)$ ，反之從 0 的訊號帶中抓取到 1 的機率為 $P(0/1)$ 因此我們可以用下列式子來表示：

$$BER = 0.5[P(1/0) + P(0/1)] \quad (4.8)$$

另外根據圖 4-10 所示，我們可以做一個判定，如果訊號在 I_{th} 以上那判定這個訊號為 1，反之則判定為 0。如果原本是屬於 1 的訊號卻跑到 I_{th} 之下那就成為錯誤的訊號源，我們用 i_0 表示位元 0 錯誤點數的方均根總合值(RMS)， i_1 表示位元 1 錯誤點數的方均根總合值，利用以上特性我們可以透過高斯誤差算法(erfc)決定 $P(1/0)$ 跟 $P(0/1)$ 的算式進而推導出 BER 值[22]：

$$P(1/0) = 0.5 \operatorname{erfc}[(I_1 - I_{th}) / (i_1 \sqrt{2})] \quad (4.9)$$

$$P(0/1) = 0.5 \operatorname{erfc}[(I_{th} - I_0) / (i_0 \sqrt{2})] \quad (4.10)$$

$$\operatorname{erfc}(x) = 2 / \sqrt{\pi} \int_x^{\infty} \exp(-y^2) dy \quad (4.11)$$

$$BER = 1/4 \{ \operatorname{erfc}[(I_1 - I_{th}) / (i_1 \sqrt{2})] + \operatorname{erfc}[(I_{th} - I_0) / (i_0 \sqrt{2})] \} \quad (4.12)$$

那我們要如何減少 BER 值？，從式子(4.12)我們知道這取決臨界電流值 I_{th} ，BER 要在最小值須滿足以下條件：

$$(I_1 - I_{th}) / i_1 = (I_{th} - I_0) / i_0 \equiv Q \quad (4.13)$$

Q 值為數位的訊號與雜訊比(digital signal-to-noise ratio)，而臨界電流值的最理想值(optimal value of the threshold current)為：

$$I_{thopt} = (I_1 i_0 + I_0 i_1) / (i_1 + i_0) \quad (4.14)$$

透過式(4.13)以及式(4.14)我們可以將 Q 改寫成以下形式：

$$Q = (I_1 - I_0) / (i_1 + i_0) \quad (4.15)$$

將上列 Q 值結果帶入式子(4.12)我們可以得到式子為：

$$BER_{min} = 1/2[erfc(Q/\sqrt{2})] = 1/2\{erfc[(I_1 - I_0)/\sqrt{2}(i_1 + i_0)]\} \quad (4.17)$$

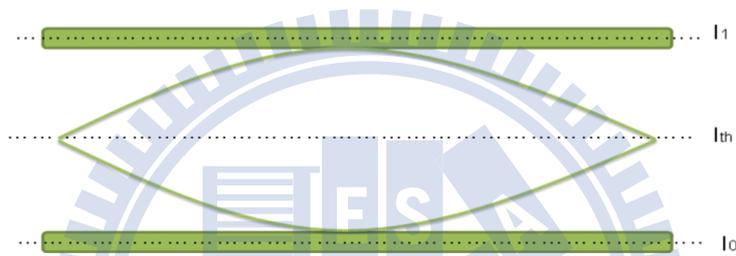


圖 4-10 眼圖 0 與 1 訊號源

經過上列式子我們可以從量測的眼圖中換算成誤碼率，使用的儀器為 real time scope 以及 Labview 和 Matlab 工具軟體運算，介面如圖 4-11、圖 4-12 所示。

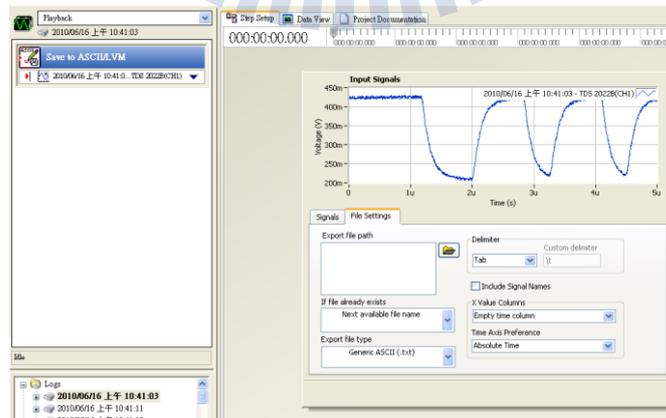


圖 4-11 Labview 介面操作

```

1 - clear all
2 - Ns=8;
3 %檔案個數
4
5 for i=1:Ns
6     eval(['load s0716\' num2str(i) \'.csv']);
7     %s0716代表示波器原始檔案資料所在目錄
8 end
9
10 yd=0.3;
11 %Logic1和0的中間位置，即平均值
12
13 for i=1:Ns
14     Q(1,:)=eval(['X\' num2str(i)']);
15     wa(1)=1;
16     ws=0;
17     while ws==0&&wa(i)<2385
18         if (Q(i,wa(i))-yd)*(Q(i,wa(i)+3)-yd)<0
19             ws=ws+1;
20         else
21             wa(i)=wa(i)+1;
22         end
23     end
24     wa(i)=wa(i)+50;
25     %50這個數字可以自由更動來決定判斷邏輯的時間點
26 end
27
28 ts=round(mean(wa));
29 tp=208;
30 %週期

```

圖 4-12 Matlab code

4-5 調變

第二章有提到調變技術分為類比調變以及數位調變，數位調變的應用能夠突破本身傳輸上的頻寬限制，讓我們更有效率的利用，如 QPSK、QAM 等方式來使 data rate 增加數倍的傳輸速度，下面介紹實驗中使用到的調變格式：

ASK(Amplitude-Shift keying)：

信號發送端依照基頻信號的 1 或 0，讓載波振幅發生一定變化，在信號接收端檢測出振幅的變化，然後再復原成基頻信號。

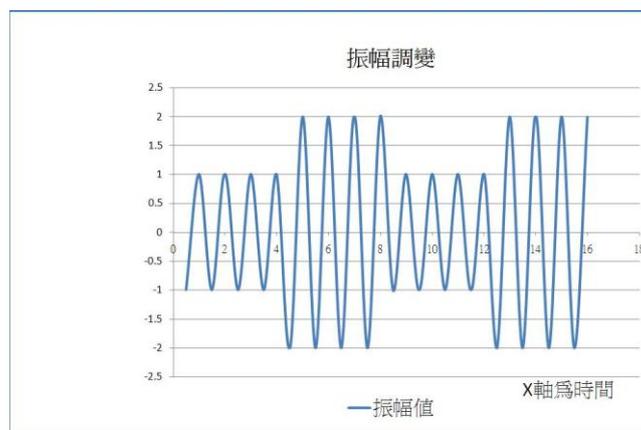


圖 4-13 ASK 示意圖[23]

FSK (Frequency Shift Keying, FSK)

FSK 是利用不同的頻率來表示所要傳送的資訊，由圖 4-14 中可看出 FSK 如何在不同頻率下來表示邏輯 1 及邏輯 0。

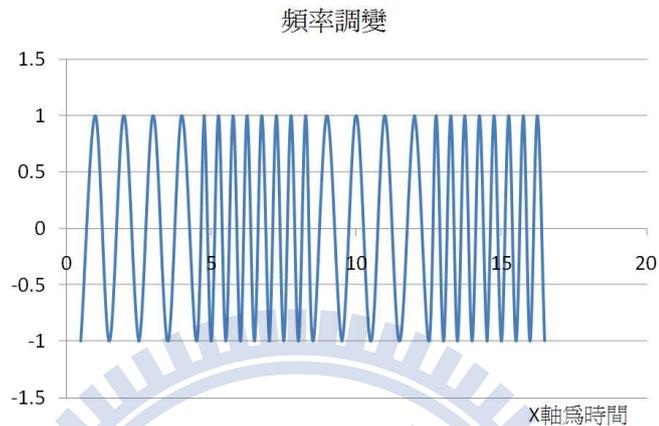


圖 4-14 FSK 示意圖 [23]

PSK (Phase-shift keying) :

信號發送端依照基頻信號，讓載波的相位發生一定的變化，在信號接收端測出接收信號的相位後，將其重置到基頻信號。

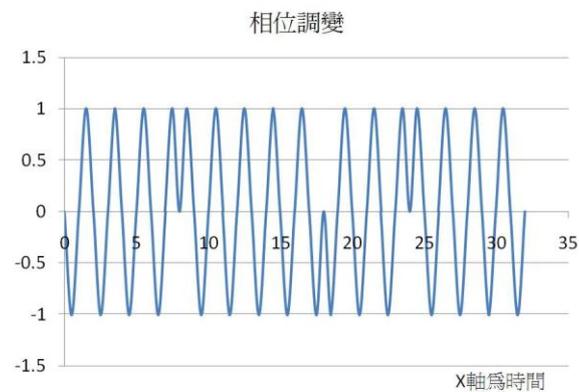


圖 4-15 PSK 示意圖 [23]

PSK 透過相位的改變來表示傳輸訊息的內容。表示式如下(4.18)， $A(t)$ 經基底訊號調變後，得到一組調變訊號 $S_m(t)$ ，其中 m 是整數其範圍限制在 $1 \leq m \leq M$ ，若 $M=2$ 則稱 binary PSK (BPSK)， $M=4$ 則稱 quadrature PSK (QPSK)。

$$S_m(t) = A(t) \cos\left[\omega_c t + \frac{2\pi}{M}(m-1)\right] \quad (4.18)$$

BPSK 是 PSK 系列中最簡單的一種，其星座圖如圖 4-16 所示。它是使用兩個相位差 180° 且正交的訊號表示 0 及 1 的資料。它在坐標圖放置的點並無特別設計，兩點皆放在實數軸，分別在 0° 的點及 180° 的點。這種系統是在 PSK 系列中抗雜訊能力 (SNR) 是最佳的，在傳送過程中即使嚴重失真，在解調時仍可盡量避免錯誤的判斷。然而，由於只能調制 1 bit 至 symbol 上，所以不適合用在高頻寬資料傳送需求的系統上。而 BPSK 的平均位元錯誤率如式子(4.19)所示， E_b 代表 BPSK 每位元能量， N_0 代表雜訊頻譜密度， P_e 是平均位元錯誤機率 [23]。

$$P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) \quad (4.19)$$

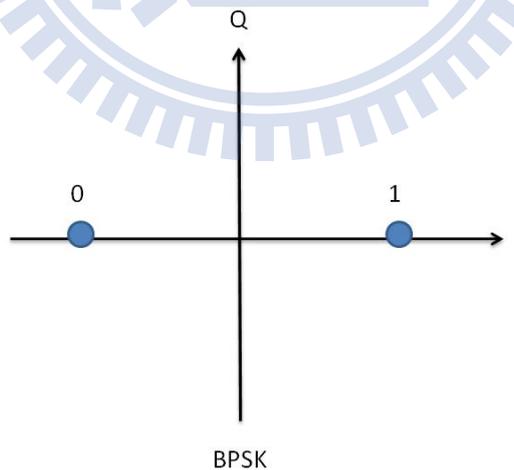


圖 4-16 BPSK 信號星座圖 [23]

QPSK(Quadrature Phase-shift keying)

2 值調變只能輸 1Bit 的信號。在相位平面上可以過更多的信號點來傳輸更多資訊的方法叫做多值調變，具有 4 個信號點的是四相相位調變 (QPSK)，傳輸資料的速度是 BPSK 的 2 倍。

增加信號點可以得到更高速的通信，但對信號的品質要求也提高了，例如在 BPSK 的場合，接收到的位相檢測誤差在 $\pm \pi/2$ 範圍內才可進行解調，而在 QPSK 的場合檢測誤差在 $\pm \pi/4$ 範圍內才可進行解調。通信距離越遠，接收到的電波變形越嚴重，多值調變方式以犧牲一定程度的距離來換取更高的傳輸速度。

實際的相位調變信號是由 $\cos\omega t$ 載波和 $\sin\omega t$ 正交載波合成的，和載波相同相位的信號叫做 I 相信號，和載波正交的相位的信號叫做 Q 相信號，在 QPSK 的場合，根據振幅 ± 1 的 I 相信號和振幅 ± 1 的 Q 相信號，分別設置各個相位 $\pi/4$ 、 $3\pi/4$ 、 $5\pi/4$ 、 $7\pi/4$ 四個資訊點，分別表示邏輯值 11、01、00、10。圖 4-17 以及圖 4-18 為 QPSK 的波形示意圖和星座圖(constellation diagram)。

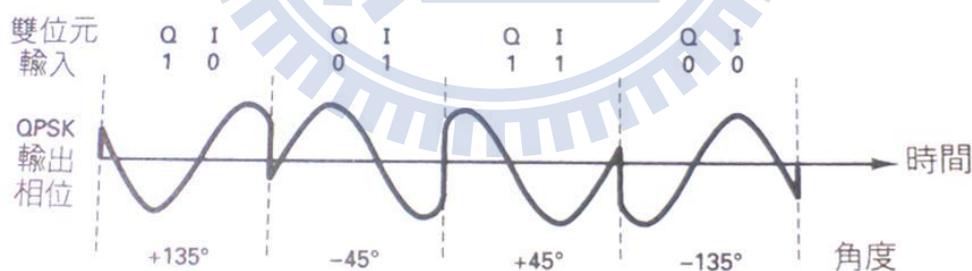


圖 4-17 QPSK 調變器輸出中相位對時間的關係圖 [24]

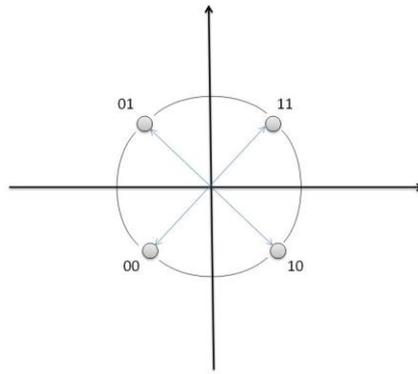


圖 4-18 QPSK 星座圖[23]

關於 MPSK 方面，假設各 MPSK 皆在同一能量下傳送，PSK 會因為符號種類(M)的提昇使位元錯誤率 (Bits Error Rate, BER) 快速上升。所以在符號數 M 大於 16 後都由 QAM 來執行調制工作。QPSK 如果用格雷碼對映的方式，其 BER 會和 BPSK 一樣，換句話說相同的 E_b/N_0 及因而相同的平均位元錯誤率，在相同的通道頻寬下，一個同調 QPSK 系統以兩倍於一個同調二位元 PSK 系統的位元率傳送資訊。

QAM(Quadrature Amplitude Modulation)

正交振幅調變 (QAM) 混合了 ASK 跟 PSK 兩種調變格式，是一種在兩個正交載波上進行振幅調變的調變方式。這兩個載波通常是相位差為 90 度 ($\pi/2$) 的正弦波，因此被稱作正交載波。這種調變方式因此而得名。類比訊號的相位調變和數位訊號的 PSK 可以被認為是振幅不變、僅有相位變化的特殊的正交振幅調變。由此，類比訊號頻率調變和數位訊號 FSK 也可以被認為是 QAM 的特例，因為它們本質上就是相位調變。這裡主要討論數位訊號的 QAM，雖然類比訊號 QAM 也有很多應用，例如 NTSC 和 PAL 制式的電視系統就利用正交的載波傳輸不同的顏色分量。

類似於其他數位調變方式，QAM 發射訊號集可以用星座圖方便地表示。星座圖上每一個星座點對應發射訊號集中的一個訊號。設正交振幅調變的發射訊號集大小為 M，稱之為 M-QAM。星座點經常採用水平和垂直方向等間距的正方網格配

置，當然也有其他的配置方式。數位通訊中數據常採用二進制表示，這種情況下星座點的個數一般是 2 的冪。常見的 QAM 形式有 16-QAM、64-QAM、256-QAM 等。星座點數越多，每個符號能傳輸的資訊量就越大。但是，如果在星座圖的平均能量保持不變的情況下增加星座點，會使星座點之間的距離變小，進而導致誤碼率上升。因此高階星座圖的可靠性比低階要差。

16-QAM 與 64-QAM 資料傳輸率上分別為 4-bit/symbol 及 6-bit/symbol，現今有線寬頻網路 cable modem 所使用的調變方式即是 QAM，且在 cable modem 標準規格中只使用其中 4.5MHz 的頻寬，根據這資料可以對於 QAM 傳輸速率有一個較為直覺的概念：

(1) QAM-16 傳輸率： $\log(16)/\log(2) \times 4.5\text{MHz} \doteq 18\text{Mbps} \doteq 12$ 條 T1 專線

(2) QAM-64 傳輸率： $\log(64)/\log(2) \times 4.5\text{MHz} \doteq 27\text{Mbps} \doteq 18$ 條 T1 專線

(3) QAM-256 傳輸率： $\log(256)/\log(2) \times 4.5\text{MHz} \doteq 36\text{Mbps} \doteq 23$ 條 T1 專線 (T1 專線=1.544Mbps)

當對數據傳輸速率的要求高過 8-PSK 能提供的上限時，一般採用 QAM 的調變方式。因為 QAM 的星座點比 PSK 的星座點更分散，星座點之間的距離因此更大，所以能提供更好的傳輸性能。但是 QAM 星座點的振幅不是完全相同的，所以它的解調器需要能同時正確檢測相位和振幅，不像 PSK 解調只需要檢測相位，這增加了 QAM 解調器的複雜性。

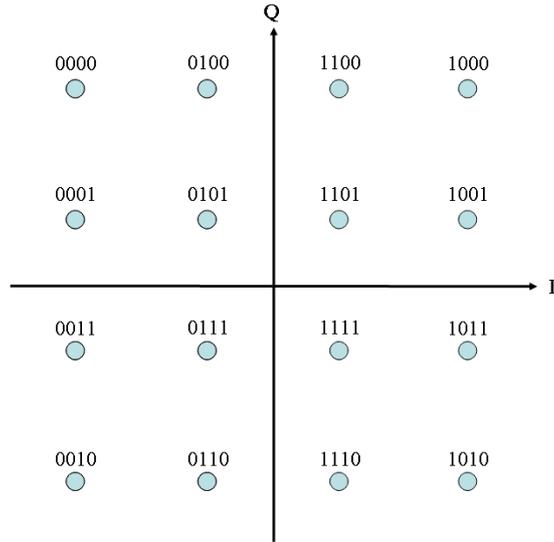


圖 4-19 16QAM 星座圖[25]

M-QAM 為二維 M 陣列的 PAM(Pulse Amplitude Modulation)，它可以公式化為包含兩個正交通帶基底函數，表示如下：

$$\phi_1 = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_c t) \quad 0 \leq t \leq T \quad (4.20)$$

$$\phi_2 = \sqrt{\frac{2}{T}} \sin(2\pi f_c t) \quad 0 \leq t \leq T \quad (4.21)$$

令第 i 個訊號點 S_i 在 (ϕ_1, ϕ_2) 平面被表示成 $(a_i d_{\min}/2, b_i d_{\min}/2)$ ，其中 d_{\min} 為星座圖上任兩個訊息點間最短距離， a_i 和 b_i 為整數，且 $i=1, 2, \dots, M$ 。令 $d_{\min}/2 = \sqrt{E_0}$ ，其中 E_0 為最小振幅信號能量，傳送符元 k 的 M-陣列 QAM 信號被定義為：

$$S_k(t) = \sqrt{\frac{2E_0}{T}} a_k \cos(2\pi f_c t) - \sqrt{\frac{2E_0}{T}} b_k \sin(2\pi f_c t), \quad 0 \leq t \leq T, \quad k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (4.22)$$

矩形 QAM (Rectangular QAM) 的星座圖呈矩形網格配置。因為矩形 QAM 訊號之間的最小距離並不是相同能量下最大的，因此它的誤碼率性能沒有達到最優。不

過，考慮到矩形 QAM 等效於兩個正交載波上的脈衝振幅調變 (PAM) 的疊加，因此矩形 QAM 的調變解調比較簡單。而後面介紹的非矩形 QAM 雖然能達到略好一些的誤碼率性能，但是付出的代價是困難得多的調變和解調。最早的矩形 QAM 一般是 16-QAM。其原因是很容易就看得出來 2-QAM 和 4-QAM 實際上是二進制相移鍵控 (BPSK) 和正交相移鍵控 (QPSK)，而 8-QAM 則有將單數位的位分到兩個載波上的問題，8-PSK 要容易得多，因此 8-QAM 很少被使用。我們要測得誤碼率可以通過單個正交載波上 PAM 的性能近似得到 QAM 的誤碼率。假設矩形 M -QAM 可分解為兩個正交的 \sqrt{M} -PAM，則有：

$$P_{sc} = P_{\sqrt{M}\text{-PAM}} = 2 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) Q \left(\sqrt{\frac{3 E_s}{M-1 N_0}} \right) \quad (4.33)$$

因此

$$P_s = 1 - (1 - P_{sc})^2 \quad (4.34)$$

精確的誤位元率要看位元與碼元符號之間的映射關係。對於以格雷碼作 bit 配置並且每個載波承載相同位元數的情況，由於相鄰兩個符號之間僅相差一個位元，因此可以得到誤位元率：

$$P_{bc} = \frac{4}{k} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) Q \left(\sqrt{\frac{3k E_b}{M-1 N_0}} \right) \quad (4.35)$$

因此

$$P_b = 1 - (1 - P_{bc})^2 \quad (4.36)$$

單數位- k QAM 的誤碼率性能

對於 k 如 8-QAM ($k = 3$) 要給出誤碼率要困難得多，一個近似上限為：

$$P_s \leq 4Q \left(\sqrt{\frac{3kE_b}{(M-1)N_0}} \right) \quad (4.37)$$

精確的誤位元率 P_b 要看位的排列。

環狀 8-QAM 是最佳的 8-QAM，它可以使用最低的平均能量來達到最小的歐幾里得度量。環狀的 16-QAM 是亞優化的。環狀的 QAM 非常好地顯示出 QAM 與相移鍵控之間的關係。不規則 QAM 的錯誤率很難廣泛地給出，因為它們按其排列各不相同。顯然的上限是歐幾里得度量：

$$P_s < (M-1)Q \left(\sqrt{d_{\min}^2 / 2N_0} \right) \quad (4.38)$$

在這裡誤碼率也與位的排列有關。

雖然對一個特別的 M 有最佳的、不規則的 QAM，但是一般人們還是使用規則的 QAM，因為它們的調變和解調要方便得多 [26]。

4-6 OFDM 調變原理

OFDM 的調變原理可由連續時間的 OFDM 訊號，推廣到離散時間的 OFDM 訊號。要傳送之原始資料轉換成 (Phase Shift keying, BPSK) 或正交振幅調變 (Quadrature Amplitude Modulation, QAM) 後，分別對應到一個子載波，乘上子載波頻率後將所有子載波之訊號相加在一起，經過這樣的過程，則完成 OFDM 調變。在 OFDM 調變與解調使用了多個子載波以傳輸資料，設計上每個子載波的頻寬均相同，則每個子載波間距 (Carrier Spacing) 也相同，本文中以 Δf 表示之。為了使每個子載波的呈現正交性，必須每個符元 (Symbol) 傳輸的時間長度，與 Δf 成倒數關係，本篇論文中以 T_b (Useful Symbol Time) 表示，如式 (4.39) 所示：

$$\Delta f = \frac{1}{T_b} \quad (4.39)$$

傳送端調變分析，其中 k 代表子載波的索引，則第 k 個子載波的上傳送訊號，如(4.40式)所示：

$$X_k = X[k] \cdot e^{j2\pi f_k t} \quad (4.40)$$

其中 $X[k]$ 表示第 k 個子載波上QAM訊號，其中 f_k 表示第 k 個子載波頻率。接著推廣到OFDM的符元訊號表示，其中 m 代表符元索引，則第 m 個符元的訊號，如式(4.41)所示：

$$X_m = \sum_{k=0}^{N-1} X_m[k] \cdot e^{j2\pi f_k t} \quad mT_b \leq t \leq (m+1)T_b \quad (4.41)$$

其中 N 表示子載波的個數， $X_m[k]$ 表示第 m 個符元上第 k 個子載波所傳輸之訊號。接收端解調分析，與傳統QAM解調相同，差別僅在由多個子載波同時傳送資料，視為有多個QAM的解調，如圖4.20，因OFDM每一個子載波都相互正交，所以在接收訊號處理之方式為，乘上子載波 $\exp(j2\pi f_i t)$ 的complex conjugate $\exp(-j2\pi f_i t)$ 後，如式(4.42)所示，在式子中除了 $i=j$ 之項有數值外，其餘呈現正交性固均為零。所以可以有效的針對每一個子載波進行解調，最後將各個解調後的QAM訊號解碼為位元形式，這樣的過程即是完成一個OFDM傳輸系統[12]。

$$\begin{aligned} \int_{T_u} (e^{j2\pi f_i t} \cdot e^{-j2\pi f_j t}) dt &= \int_{T_u} e^{j(2\pi(f_i - f_j)) t} dt \\ &= \begin{cases} 1 & , \quad \text{if } i = j \\ 0 & , \quad \text{if } i \neq j \end{cases} \end{aligned} \quad (4.42)$$

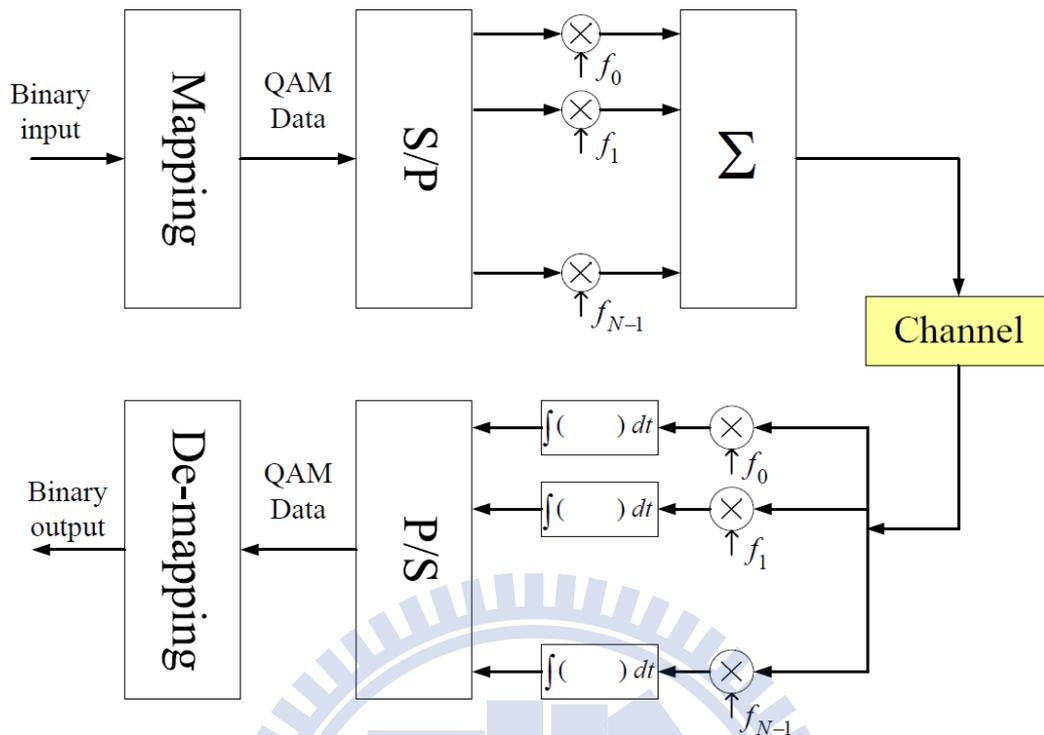


圖 4-20 OFDM 調變解調系統[12]

透過調變方式可以增加傳輸速率，我們的實驗架構便是將QPSK、16QAM等調變的格式用經過LED傳輸後，再結合現今OFDM技術，如圖4-21。

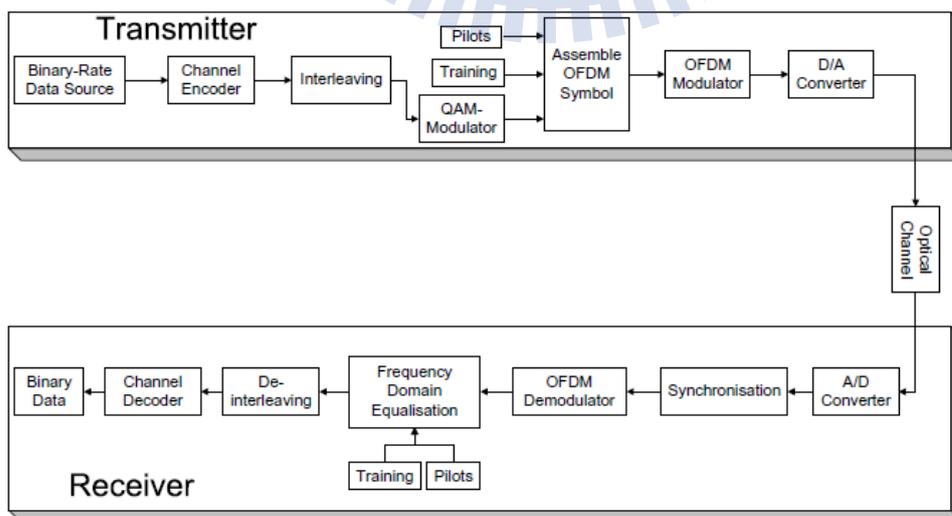


圖 4-21 調變格式結合 OFDM 系統架構圖[18]

第五章 實驗結果探討

5-1 Pre-Distorted OOK 成果

前一章節提到的我們使用任意波形產生器產生OOK訊號，利用波形的改變來達到更好的傳輸效果，在這之前我們量了白光還有三原色光紅藍綠的各個色光的頻率響應，如圖5-1至圖5-4所示。從數據中可以看到白光的3db點約莫在1.28MHz，紅光3MHz、綠光1MHz、藍光1.5MHz，這跟我們從其他論文中找的結果並不相同，推測原因可能出在光接收器上面，因此我們就選取白光的頻率響應來做Pre-distorted的實驗，一方面也是考量將來需要的是照明使用的光源為白光。

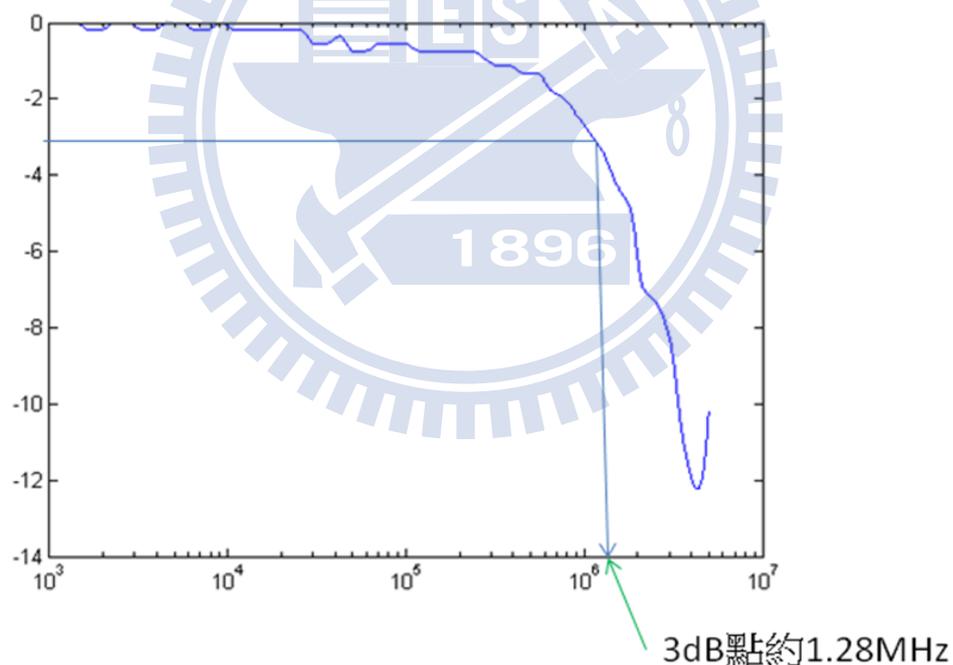


圖 5-1 白光 LED 頻率響應 X: Frequency, Y: dB[27]

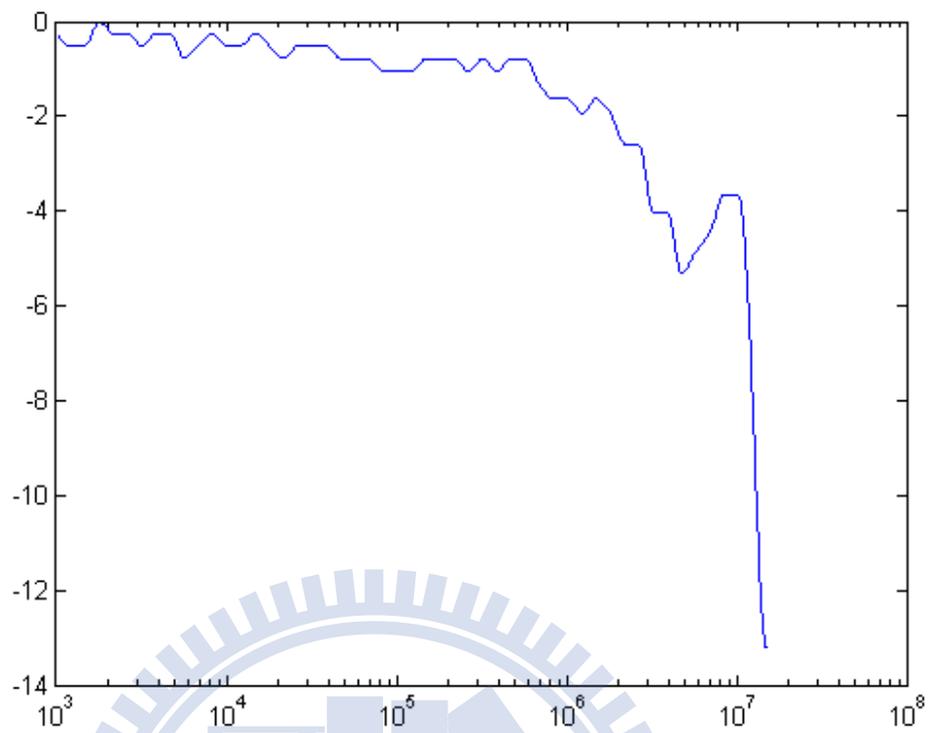


圖 5-2 紅光頻率響應

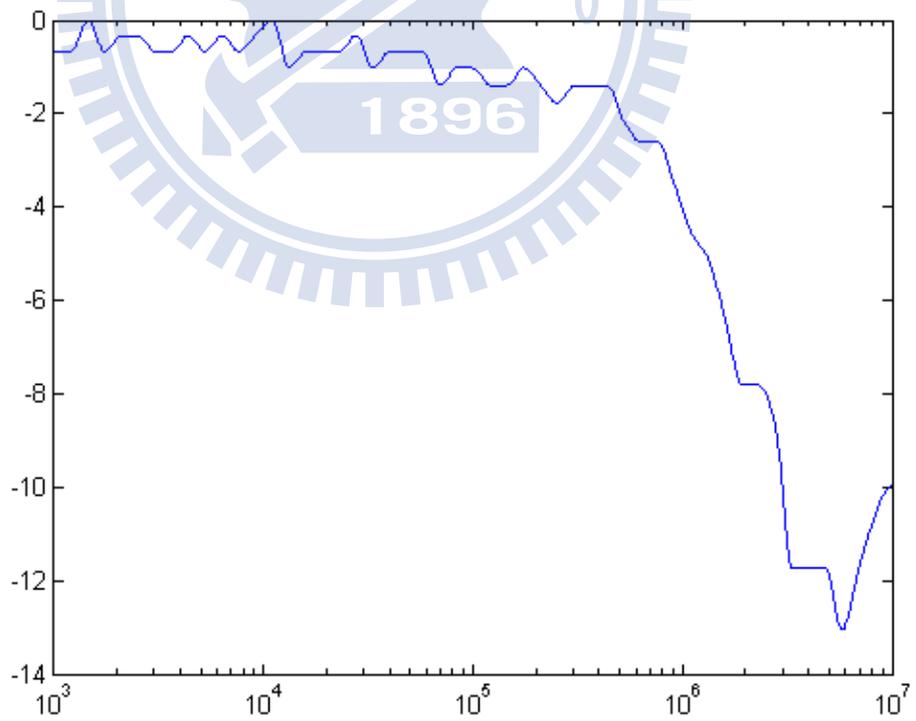


圖 5-3 綠光頻率響應

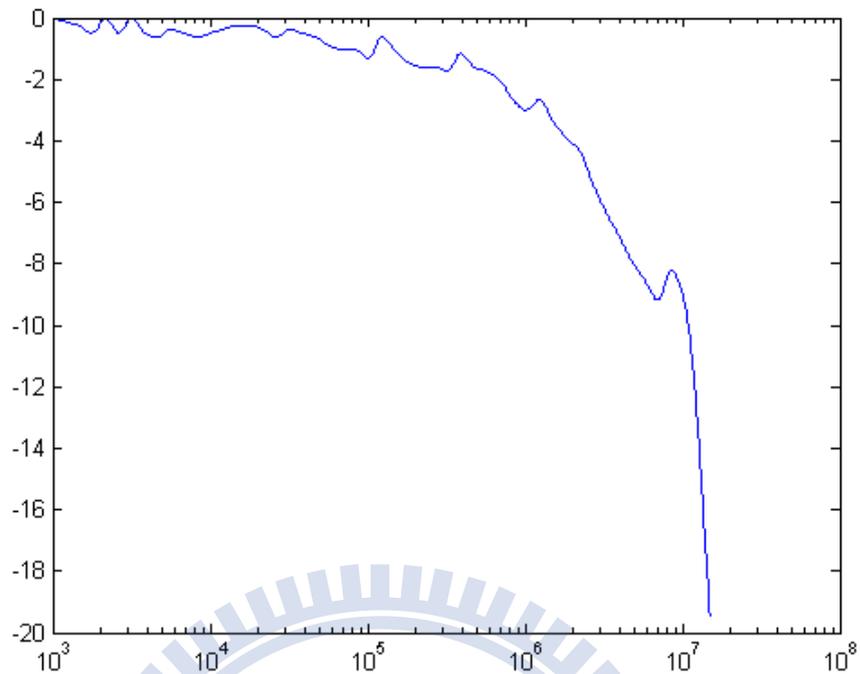


圖 5-4 藍光頻率響應

第三章提到的我們使用Matlab匯出變形波形的圖，再將其轉換到任意波形產生器裡面，如圖5-5所示經過傳輸後到達示波器的情形如圖5-6所示，從圖中可以看出上面是經過變形的波形原信號，下面是經LED到達示波器的訊號，很明顯的改善了反應時間不夠快的缺陷。

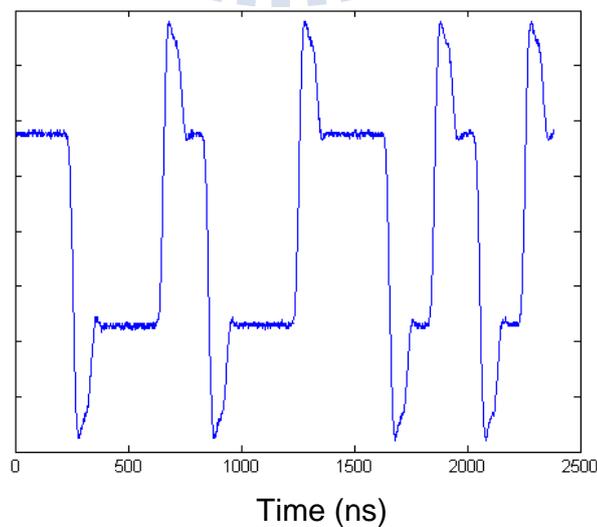


圖 5-5 利用 matlab 所繪製的波形[27]

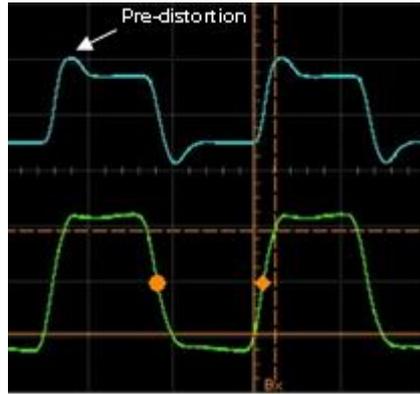


圖 5-6 經過 Pre-distorted 後的波形圖

接著我們來看量出來後的眼圖結果，由圖5-7，圖5-8兩張眼圖的比較，可以看得出來同樣在1Vpp(Voltage peak-to-peak)的能量下，有經過 Pre-distorted的圖很明顯眼開度優於未經過Pre-distorted的圖，同時我們也量測紅光在1Vpp，5MHz的速率下傳輸的情形也遠比白光來的好，如圖5-9所示。

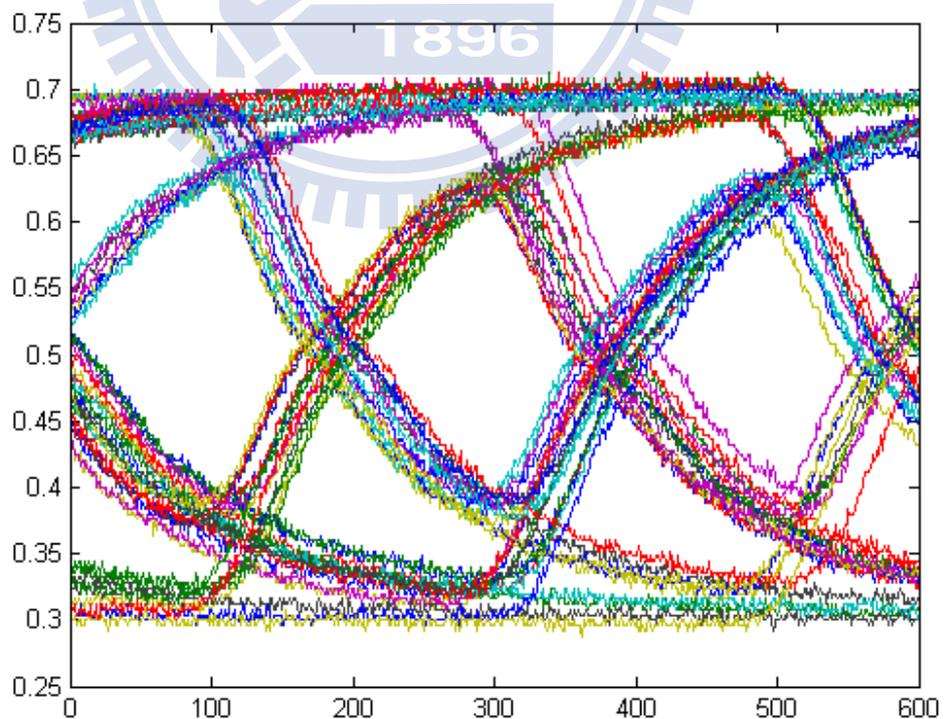


圖 5-7 未經 Pre-distorted 訊號在 5MHz 速率下的眼圖[27]

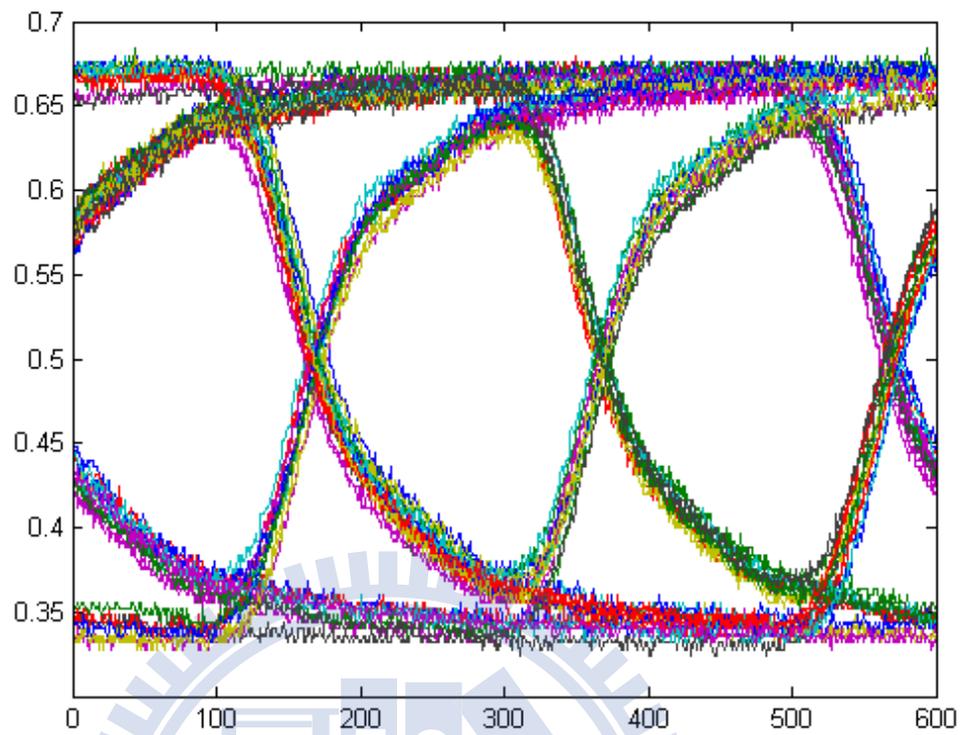


圖 5-8 經過 Pre-distorted 後在 5MHz 速率下的眼圖[27]

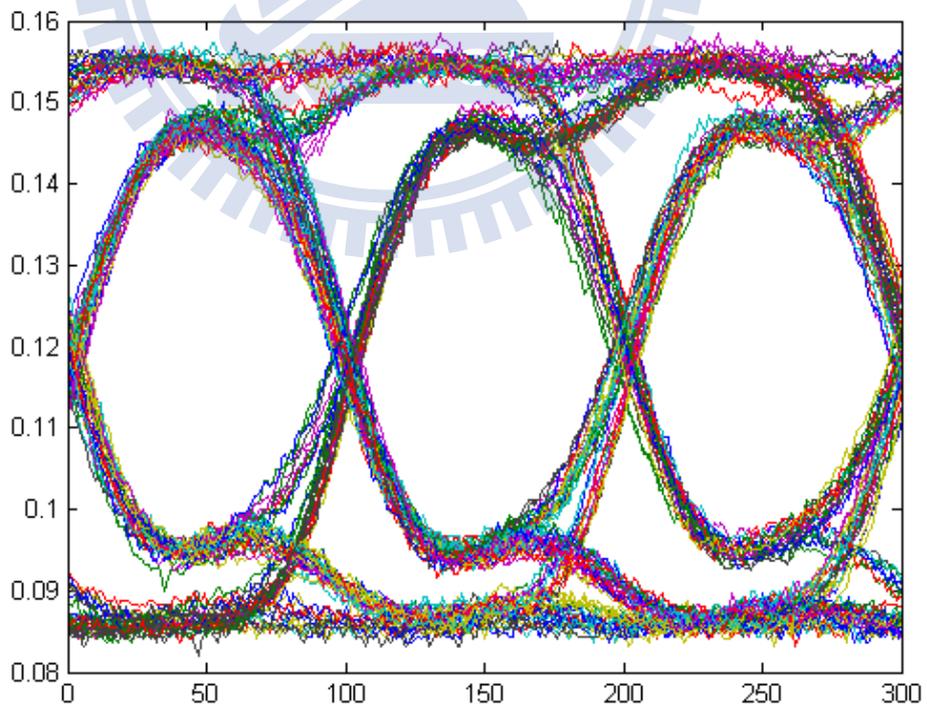


圖 5-9 紅光在 5MHz 速率下的眼圖

最後我們比較一下BER曲線圖，表5-1，表5-2為我們量測到在不同Vpp值下，白光跟經過Pre-distorted的白光比較值，還有表5-3為紅光的BER值做個比較，可以看得出來白光在電壓強度1Vpp情形下BER值就已經不是很高了遠低於經過Pre-distorted過的白光和紅光，不過紅光隨著強度遞減，掉的程度也特別快，而經過Pre-distorted的白光表現最好，一直到了Vpp值只剩下80，BER還有 10^{-7} ，根據這三個表格我們彙整出三條曲線圖來比較，如圖 5-10 所示，橫軸為Vpp的值，縱軸為BER的log值，此實驗結果確實達到改善傳輸訊號品質的問題[27]。

Vpp	Ber	log(ber)
1000	6.26E-07	-6.20349
750	1.10E-06	-5.95975
500	7.28E-06	-5.13812
250	1.63E-05	-4.78771
150	4.87E-05	-4.31222
100	5.18E-05	-4.28595
80	5.92E-05	-4.22776

表 5-1 白光在不同能量下 BER 值

V_{pp}' ($2V_{rms}$)	Ber	log(ber)
1000	6.69E-29	-28.1744
750	5.75E-26	-25.2401
500	1.73E-26	-25.7622
250	1.47E-25	-24.8333
150	3.96E-23	-22.4024
100	1.46E-18	-17.8342
80	1.74E-07	-6.75895

表 5-2 白光經 Pre-distorted 後 BER 值

$V_{pp}(mv)$	BER	Log(ber)
1000	1.82E-13	-12.73993
750	1.49E-12	-11.82681
500	1.13E-09	-8.94692
250	2.16E-05	-4.66554

表 5-3 紅光的 BER 值

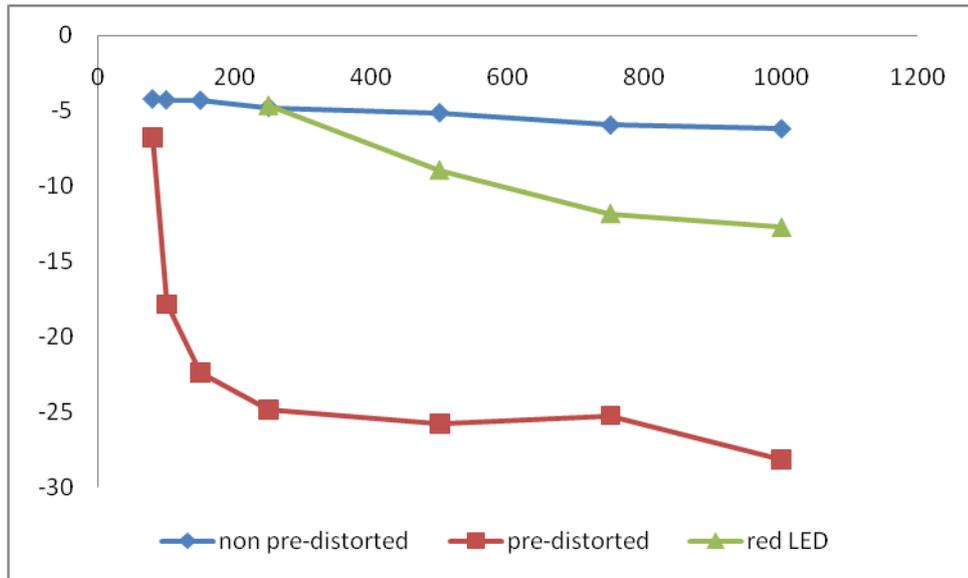


圖 5-10 三條曲線的 BER 曲線圖比較 X:logBER, Y:Voltage

5-2 Postequalization 成果

從前面的實驗結果，我們確實改進了白光傳輸速率限制，而加上equalizer的架構之後，傳輸速率更是突破到10MHz的速率，利用第三章所提到的算式我們算出R值跟C值，然後結合Pre-distorted的架構量出四種不同的結果，圖5-11是未經任何儀器跟變形在能量 V_{rms} 為500mV的情形下所量測到10MHz的結果，由圖中可以很明顯的看出來，甚麼都不加的眼圖情況非常之糟。

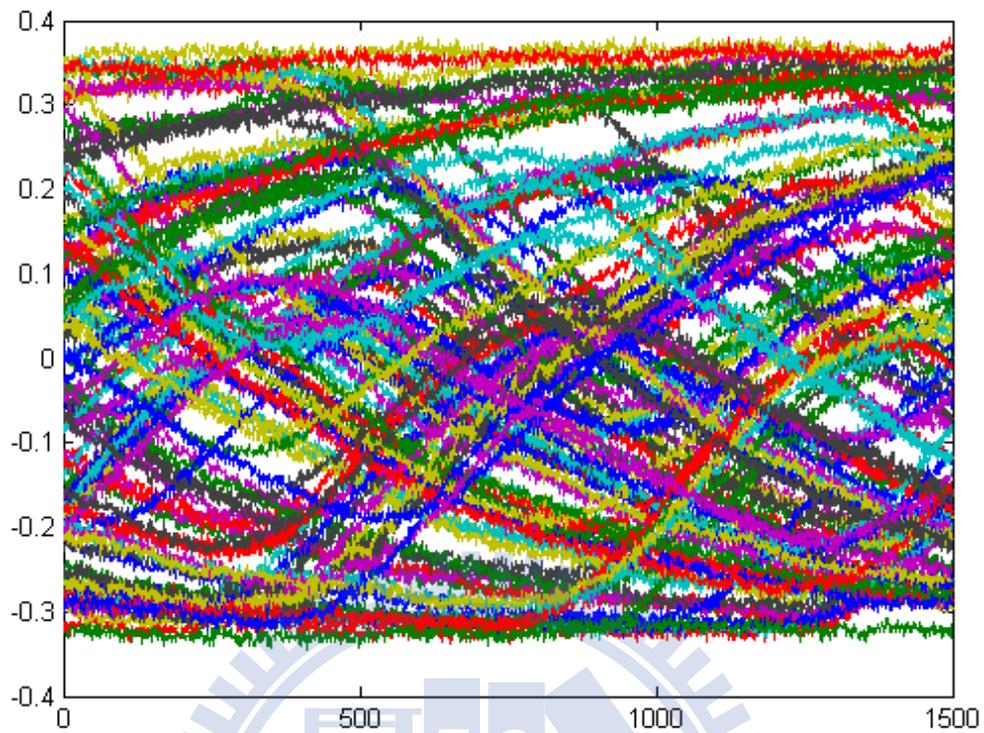


圖 5-11 甚麼都不加的白光 10MHz 眼圖

再來我們看僅僅加了Pre-distorted波形一樣在 V_{rms} 為500mV的10MHz的白光眼圖如圖5-12所示，可以看得出來眼開度有出來，訊號比圖5-11的好了一點不過仍然無法辨識清楚眼圖的BER。

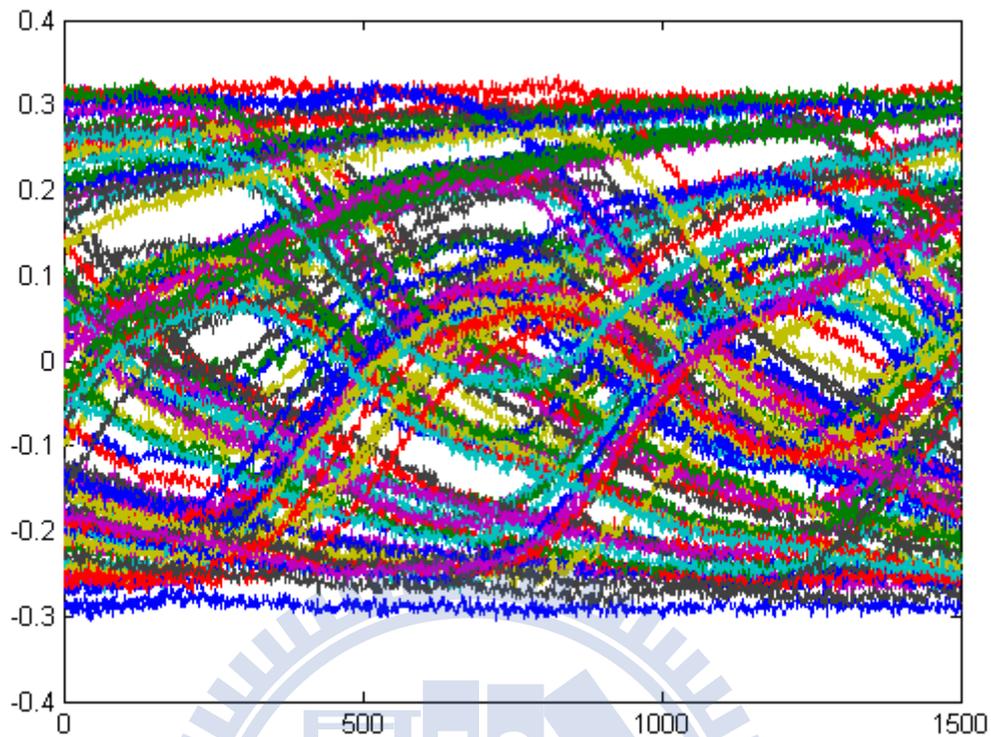


圖 5-12 加 pre-distorted 後的白光 10MHz 眼圖

接下來我們要看的是只加了equalization架構的白光，一樣在能量 V_{rms} 為 500mV 下 10MHz 的眼圖，如圖 5-13 所示，從圖中可以看得出來眼圖已經清晰可見，訊號比起前兩個架構效果好了不少，其是最主要的原因是透過 RC 電路可以將低頻的雜訊濾的較為乾淨，因此對於在 10MHz 的速率下還是可以見到如此清晰的眼圖。

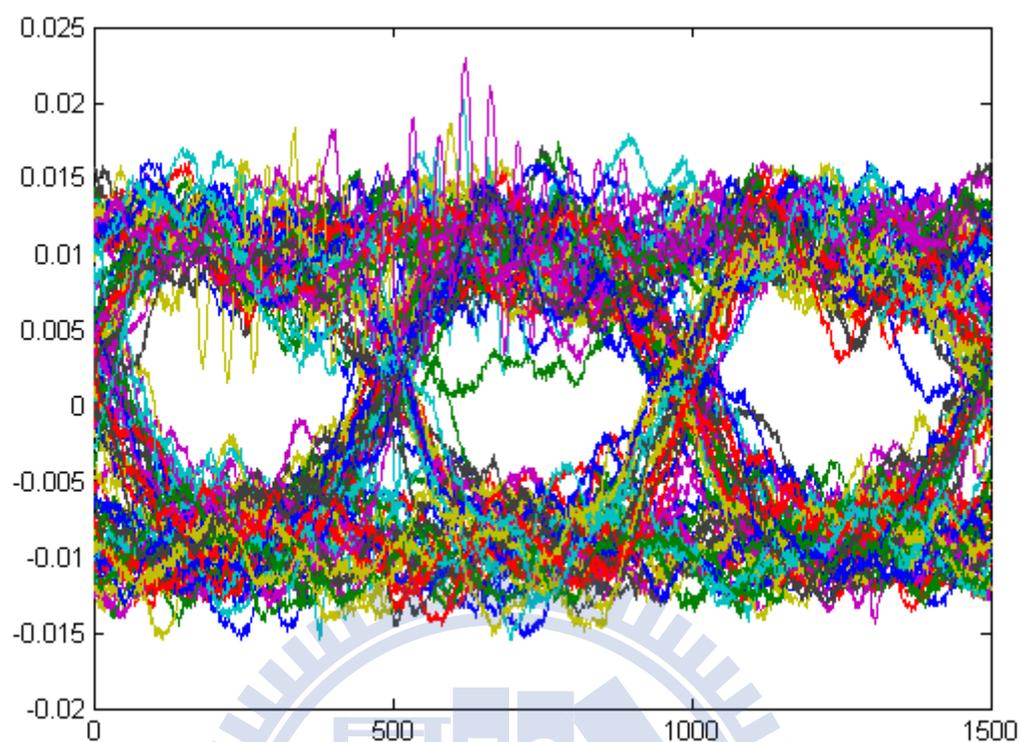


圖 5-13 加 equalization 後的白光 10MHz 眼圖

最後我們來看結合了equalization跟Pre-distorted兩種架構，能量 V_{rms} 為500mV之下10MHz的白光眼圖，如圖5-14所示，藉由RC電路過濾低頻以及Pre-distorted改善波形的方式可以很明顯的看出眼開度比起圖5-13更加的高，經過計算BER可以達到 10^{-10} ，算是非常成功利用簡單的方式讓白光突破速度限制從原本不到2MHz進步到可以傳到10MHz。

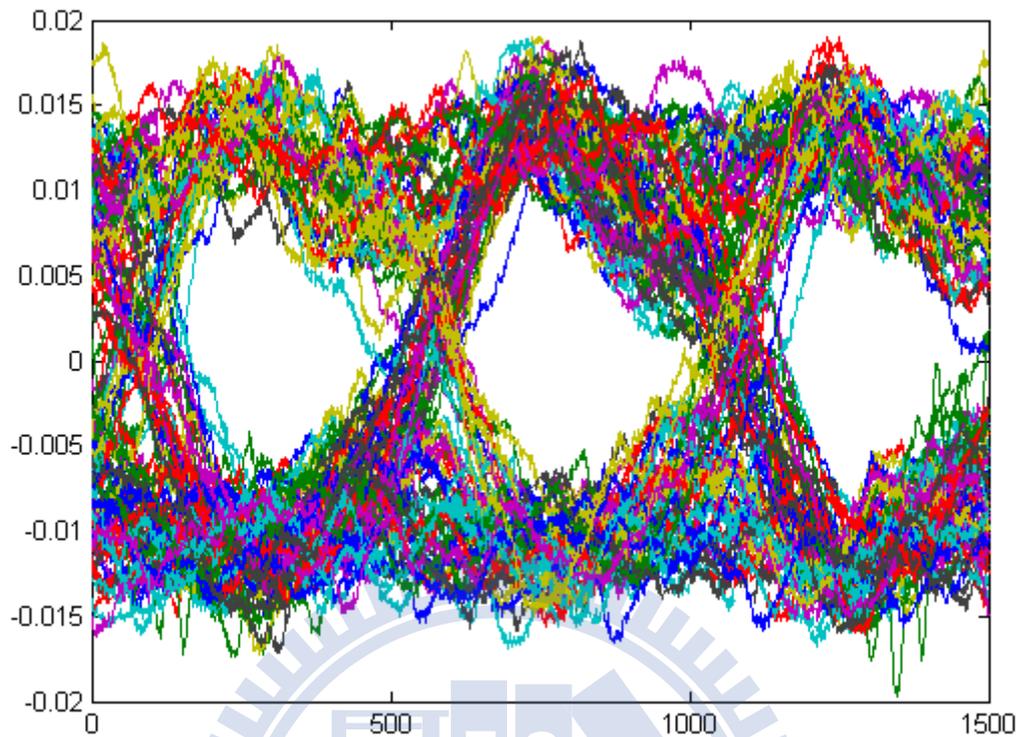


圖 5-14 加上 equalization & Pre-distorted 後的白光 10Mhz 眼圖

以下是我們所量測到的BER值以及其曲線圖，由於甚麼都不加的架構還有只加 Pre-distorted的架構都無法測出BER值，因此只能畫出equalization跟兩種兼具的架構BER曲線，如表5-4以及圖5-15所示，橫軸表示能量(mV)，縱軸表示log BER 的值，從圖可以看得出來只加RC電路的BER最低只能到 10^{-6} 左右，而兩種架構都加上去的BER可以最低到 10^{-10} 算是品質很好的訊號，另外附上RC跟Pre-RC兩種架構的電阻值跟電容值。

只加RC電路的電阻值 = 2.92K

兩種架構都加的電阻值= 2.36K

電容在兩個架構都相同 = 30pF

	RC		PRE-RC	
Vrms(mv)	BER	log(BER)	BER	log(BER)
500	5.81E-06	-5.23578	1.31E-10	-9.88436
450	6.72E-06	-5.1728	8.06E-09	-8.09362
400	2.05E-05	-4.68886	6.99E-08	-7.15529
350	5.62E-04	-3.25038	7.73E-06	-5.11169
300	1.20E-03	-2.92082	5.43E-04	-3.2652
250	1.47E-02	-1.83268	8.00E-03	-2.09691

表 5-4 RC 跟 Pre-RC 架構的 BER 數值

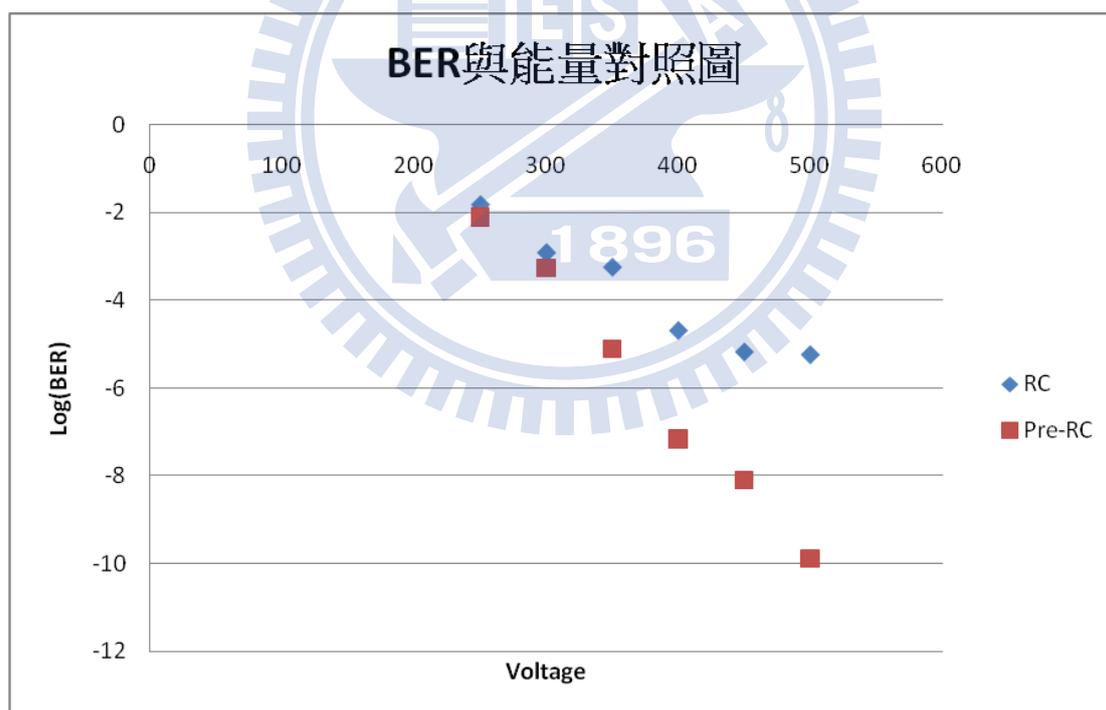


圖 5-15 RC 跟 Pre-RC 的 BER 曲線圖

5-3 QPSK 增加 Data rate 成果

我們使用QPSK的調變格式來增加Data rate的成效，利用Matlab產生QPSK的

訊號源，傳送到LED燈後，從示波器上擷取資訊後再利用Matlab解調出來；中間遇到的最大困難點在於示波器無法擷取相位，因此我們利用波形產生器做了一個振幅高於訊號源pulse來當作鎖定相位的一個依據，如圖5-16所示。

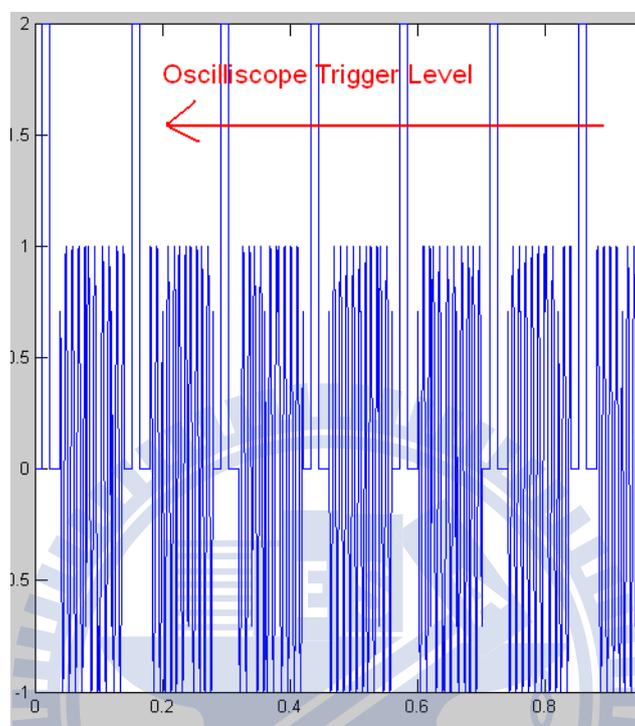


圖 5-16 Matlab 產生 pulse 示意圖

由於怕過示波器後，在高速下波形失真的情形過於嚴重會影響解調結果，因此我們嘗試比較低速的測試，利用 Data rate 約 500Kb/s 的速度來傳，經由 QPSK 速度提升兩倍為 1Mb/s 左右在示波器收下來的波形如圖 5-17 所示，由圖可以看出基本上相位移都可以很清楚的判斷出來因此對於解調沒有太大的問題，之後我們透過 Matlab 的 code 來處理數據，將 I 值跟 Q 值分別處理出來後的眼圖疊加起來變形成如圖 5-18 的樣子，由於我們受限於儀器的限制樣本數太過少，因此算出來的 BER 值不太精準，約莫在 10^{-14} 左右是非常好的數據，以後可能還有機會借用更加精準的儀器來作量測，而量出來的星座圖(Constellation)如圖 5-19 所示，可以看出來在四個通道的分布非常的集中，顯示訊號品質非常好，之後有機會再嘗試更加快的速率。

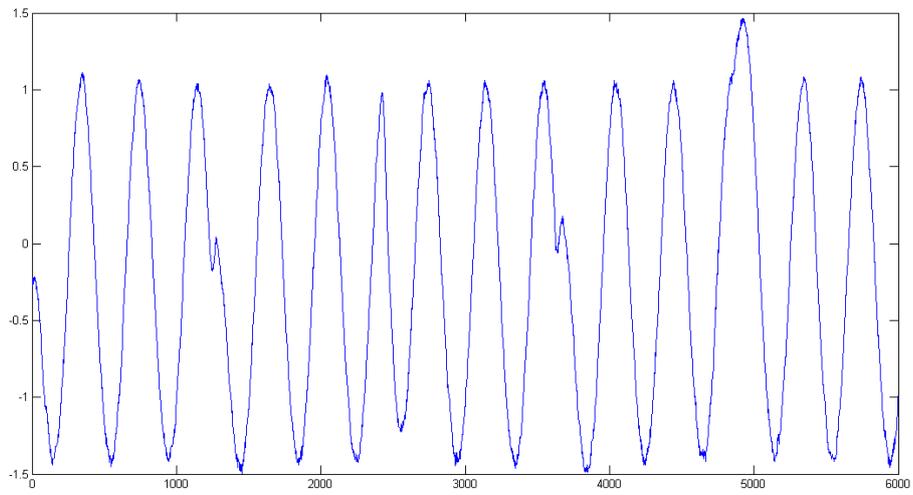


圖 5-17 示波器所接收到 QPSK 的波形

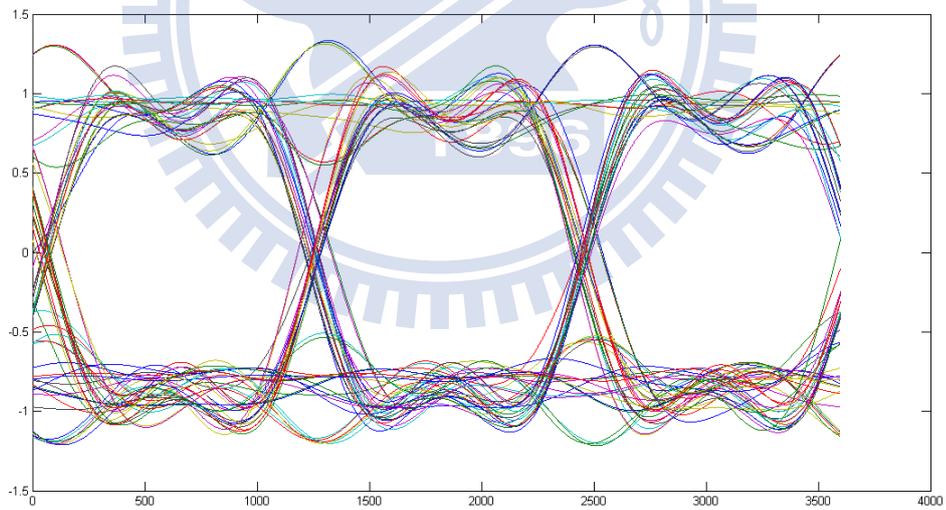


圖 5-18 IQ 軸疊加在一起的眼圖

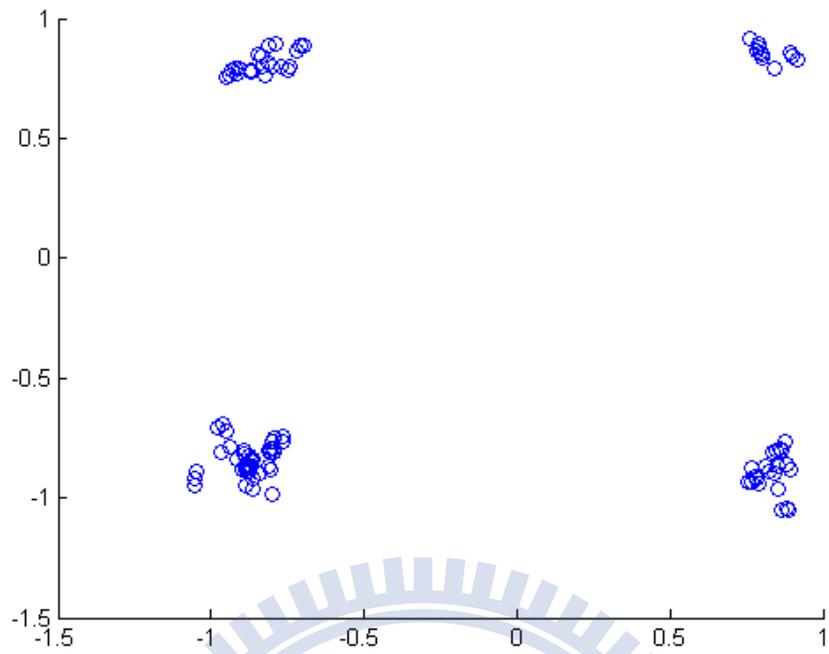
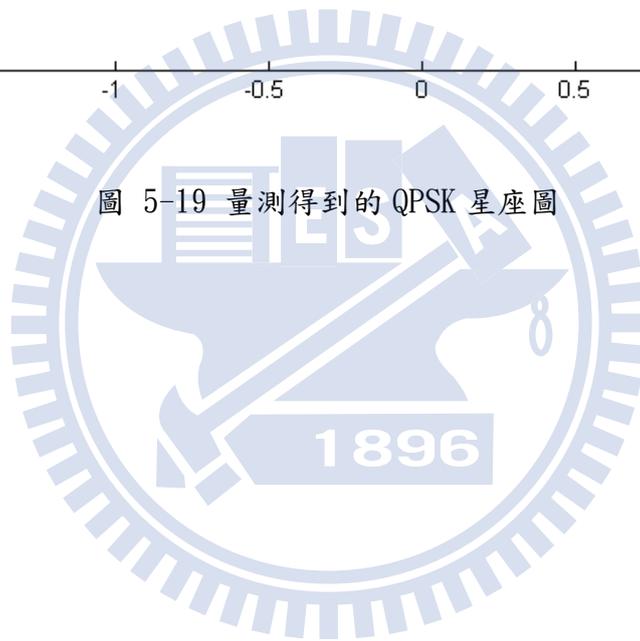


圖 5-19 量測得到的 QPSK 星座圖



第六章 結論與未來展望

可見光通訊在未來並非以取代Radio Frequency為主要目的，而是擁有它的附加價值，未來白光LED可望取代傳統燈泡以及日光燈等照明燈具，隨著技術改良跟成本下降，將來應用會更加廣泛，如圖6-1所示。透過可見光通訊的系統，除了可以避免電磁干擾，對於飛機上、醫院中的儀器跟病人健康不會造成使用上的影響；應用到交通號誌、汽車大燈可以增加安全性，因此我們相信對於未來的發展是有一定的潛力存在。

在我們研究的過程中，所遭遇到的最大問題便是白光的頻寬不夠，無法傳送高速的資料量，另外還有傳輸距離不夠遠，約莫10多公分的距離就已經無法讀取訊號。在找尋許多資料以後，利用簡單的聚焦透鏡以及訊號放大器等設備改良了傳輸距離上的限制；利用改變波形、電路裝置以及調變格式，讓原本頻寬不足的白光也可以突破限制，以原來數倍速度傳送訊號，對於我們來說都是非常成功的研究成果。

在上述三個實驗架構上，我們將原本約只有2MHz的白光推進至可以達到10MHz的速率，原先是要嘗試使用RGB三單色光來做，不過由於受限於儀器的限制，我們只好從較慢的白光做嘗試。透過Pre-Distorted改變波形主要是彌補訊號經過傳輸後失真的圖形片段，因此可以讓其眼開度更加明顯，而透過equalization加上RC電路的裝置則是有效利用電阻電容效應跟訊號放大器的性質調整頻率響應以及將雜訊壓低，最後一個實驗架構是利用現今常使用的調變格式，將訊號利用相位差、振幅差進行不同的編碼，能夠增加多通道的傳輸進而提升數倍的傳輸速度，不過在OFDM的架構上，由於對於程式不夠了解，演算法上面遭遇不小的困難度，期望在未來能夠將其完成。

對於未來展望部分就是希望可以改善現有架構，例如上述所提到的 Pre-Equalized 的架構還有結合其他的網路架構，表6-1中是各種LED色光還有不同調變方式所做出來的傳輸速度以及BER比較圖[28]，對我們將來的架構有非常大的參考價值，還有就是嘗試RGB三原色的色光傳輸，另外使用速度更快的訊號產生器以及解析度更高的示波器並且接收端加裝收光的透鏡，在RGB三色光源傳輸上因為RGB三種顏色所混出來的白光可以擁三種通道的傳輸如圖6-2所示，算是一種多波分工(wavelength-division multiplexing)的架構，可以再增加其速率；另外就是將目前成果再應用到還未完成的OFDM系統上面，之後結合有線光纖系統的傳輸，形成一種混合的系統架構，利用光纖到府後轉成可見光訊號傳輸到各家庭的照明器具，如檯燈、電燈、螢幕等裝有LED發光機制的產品上[27]。圖6-3所示為目前傳統室內傳輸系統通常都是透過一條光纖到府之後，再使用銅線跟WiFi天線傳輸，而我們將來將使用光纖搭配LED燈的方式作為室內的傳輸系統如圖6-4所示，然後再搭配與其他實驗室合作來達到改良的效果，如圖6-5所示。

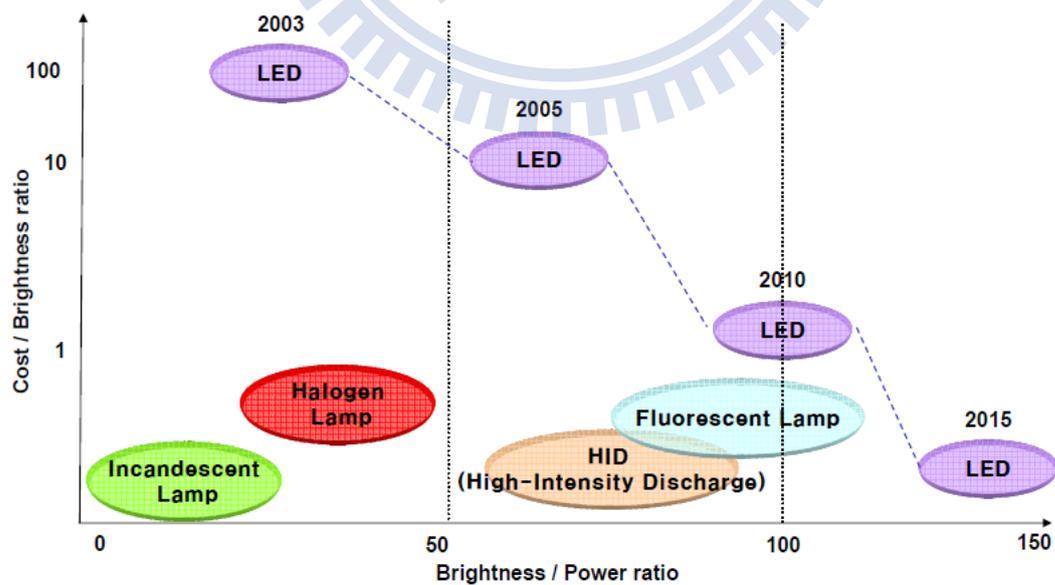
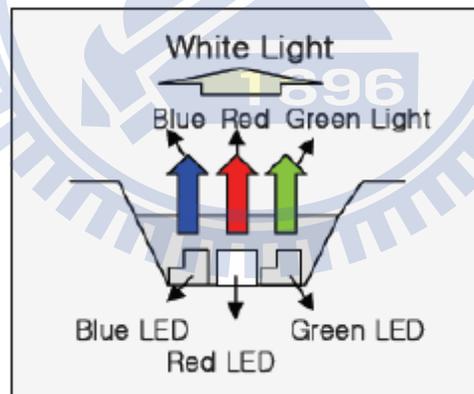


圖 6-1 LED 成本與照明度走向趨勢圖[3]

	Pre-equalisatin	Post-equalisatin	Modulation scheme	Modulation bandwidth	Demonstrated data rate
White Channel			OOK-NRZ	2MHz	10 Mbit/s (BER < 10 ⁻⁶)
White Channel	x		OOK-NRZ	25MHz	40 Mbit/s (BER < 10 ⁻⁶)
Blue Channel	x		OOK-NRZ	45MHz	80 Mbit/s (BER < 10 ⁻⁶)
Blue Channel		x	OOK-NRZ	50MHz	100 Mbit/s (BER < 10 ⁻⁹)
Blue Channel			DMT-QAM	25MHz	100 Mbit/s (BER < 10 ⁻⁶)
Blue Channel			DMT-QAM	50MHz	231 Mbit/s (BER < 10 ⁻³)

表 6-1 高速 LED 的各種數值比較圖 [28]



R+G+B LED

圖 6-2 RGB 三色白光燈 [3]

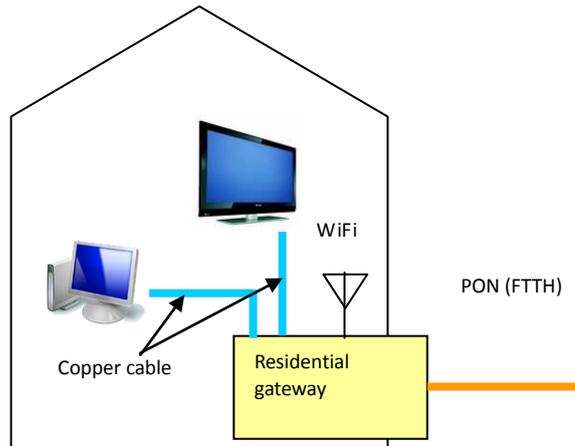


圖 6-3 使用天線以及銅線的室內傳輸[27]

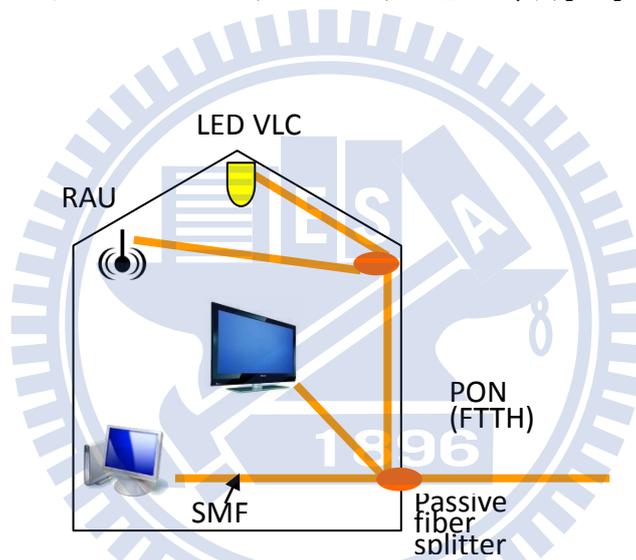


圖 6-4 利用光纖以及LED燈的傳輸系統[27]

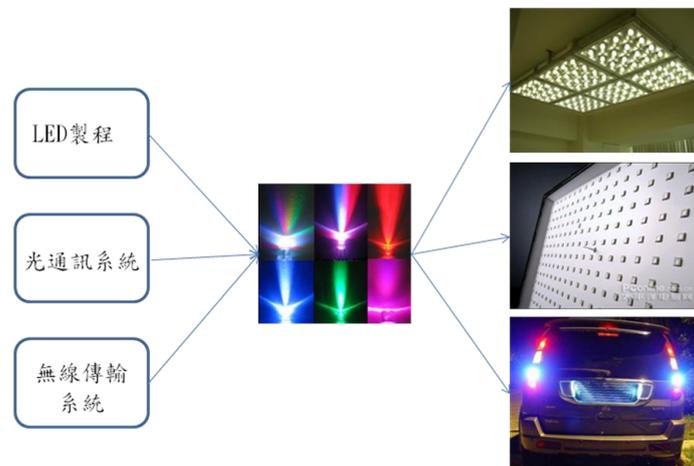


圖 6-5 多方向改善品質

參考文獻

1. High Power LED 支架及 LED,
<http://tw.myblog.yahoo.com/jw!YIAvPXiaHx.y7YOIMO9SFyv4/article?mid=750>
2. LED產業網, <http://www.ledinside.com.tw/node/8281>.
3. VLCC, http://www.vlcc.net/?ml_lang=ja
4. 梅老師的數位教材網站,
<http://w3.cyu.edu.tw/swchu/led%E5%8E%9F%E7%90%86.htm>.
5. S.O.Kasap, "Optoelectronics and Photonics Principles and Practices", Pearson press.
6. 廖啟男, "三原色發光二極體操作特性研究", 國立中山大學電機工程學系碩士論文, 民國97年七月。
7. 馮輝慶, "具網狀結構之紫外光發光二極體之特性研究", 國立中央大學光電工程研究所碩士論文, 民國96年七月。
8. 黃柏誠, "大面積高功率發光二極體導光元件之設計", 國立中央大學光電工程研究所碩士論文, 民國93年七月。
9. 黃漢毅, "高速氮化鎵發光二極體", 國立中央大學電機工程系碩士論文, 民國95年6月。
10. National instruments, <http://www.ni.com/zht/>.
11. Simon Haykin, "Communication Systems, 4th Edition," New York: John Wiley & Sons, 2001.
12. 許正德, "IEEE 802.16 系統之通道估測及等化器設計與實現", 國立中央大學通訊研究所碩士論文, 民國96年七月。
13. Robert D. and Prof. Jerry M., "Lighting Emitting Device with Increased Modulation Bandwidth," department of Electrical Engineering, Yale University.

14. J.-H. Kim et al., "Visible light communication at 20 Mbit/s using illumination LEDs," in Proc. SPIE, 2006, vol. 6353.
15. H. L. Minh et al., "80 Mbit/s Visible light communications using pre-equalized white LED," in Proc. ECOC, 2008.
16. D. C. O'Brien, H. Le-Minh, G. Faulkner, L. Zeng, K. Lee, D. Jung and Y. Oh, "High-Speed Visible Light Communications Using Multiple-Resonant Equalization," in IEEE Photonics Technol. Lett., vol. 20, no.15, pp. 1243-1245, 2008.
17. L. Zeng, D. C. O'Brien, H. Le-Minh, G. E. Faulkner, K. Lee, D. Jung, Y. Oh, and E. T. Won, "High data rate multiple input multiple output (MIMO) optical wireless communications using white LED lighting," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 27, pp. 1654-1662, 2009.
18. H. Elgala, Mesleh, H. Haas, and B. Pricope, "OFDM Visible Light Wireless Communication Based on White LEDs," in Proc. of the 64th IEEE Vehicular Technology Conference (VTC), Dublin, Ireland, Apr.22-25,2007.
19. 國立中央大學物理演示實驗，
<http://demo.phy.tw/experiments/optics/light-communication/>.
20. Y. F. Liu, Y. C. Chang, "In-Building LED Lighting System with Communication using Pre-compensation Scheme for Increasing the Modulation Data Rate," Micro Optics Conference(MOC), wp11, October 2010.
21. H. Le Minh, et al, "100-Mb/s NRZ visible light communications using a postequalized white LED," IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 21, pp. 1063, 2009.
22. Djafar K. Mynbaev & Lowell L. Scheiner, "Fiber-Optic communications Technology," Prentice Hall.
23. <http://bjbcycu.blogspot.com/>
24. <http://wsht.kuas.edu.tw/network/s2/index6.htm>

25. http://commons.wikimedia.org/wiki/File:16QAM_Gray_Coded.png
26. <http://zh.wikipedia.org/zh-hk/%E8%B0%83%E5%88%B6#.E9.A1.9E.E6.AF.94.E8.B0.83.E5.88.B6.E6.96.B9.E5.BC.8F>.
27. C. W. Chow, “In-home Visible Light Communication Systems for Broadband Internet Applications using LED Lighting System,” accept of the 2010 2nd International Conference on Information and Multimedia Technology (ICIMT 2010), Hong Kong, December 28-30, 2010.
28. Hoa Le Minh, Ghassemlooy Z, O'Brien D, Faulkner G, “Indoor Gigabit Optical Wireless Communications: Challenges and Possibilities,” Transparent Optical Networks (ICTON), 2010 12th International Conference , Munich, Germany, pp.1-6, June 27 2010-July 1 2010.



著作列表

期刊：

1. C._H. Yeh, , C._W. Chow, and **Y.C. Chang**,“Wavelength_Selection Erbium Fiber Laser with Single_Mode Operation Using Simple Ring Design,” *Laser Physics*, 2010, Vol. 20, No. 4, pp. 830–833.

研討會：

1. **Yu-Cheng Chang**, Chien-Hung Yeh, Chi-Wai Chow, Chia-Husan Wang, Fu-Yuan Shih, Yu-Fu Wu,“Self-injection Locked Fabry-Perot lasers for 10 Gbps TDM-PON,”OPT09.
2. Y. F. Liu, **Y. C. Chang**, “In-Building LED Lighting System with Communication using Pre-compensation Scheme for Increasing the Modulation Data Rate,” Micro Optics Conference(MOC), wp11, October 2010.
3. C. W. Chow,Y. F. Liu, **Y. C. Chang**, “In-home Visible Light Communication Systems for Broadband Internet Applications using LED Lighting System,” accept of the 2010 2nd International Conference on Information and Multimedia Technology (ICIMT 2010), Hong Kong, December 28-30, 2010.