

# 國立交通大學

光電工程研究所

碩士論文

長距離密集分波長多工被動式光纖網路的研究

Studies of long reach dense wavelength division  
multiplexing passive optical networks

研究生：吳俊龍

指導教授：鄒志偉 教授

林清隆 教授

中華民國九十九年六月

長距離密集分波長多工被動式光纖網路的研究

Studies of long reach dense wavelength division multiplexing  
passive optical networks

研究生：吳俊龍

Student : Chun-Lung Wu

指導教授：鄒志偉 教授

Advisor : Chi-Wai Chow

林清隆 教授

Chinlon Lin



Institute of Electro-Optical Engineering College  
Electrical Engineering and Computer Engineering  
National Chiao Tung University

in partial Fulfillment of the Requirements for the Degree of Master in

Institute of Electro-Optical Engineering

June 2010

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十九年六月

# 長距離密集分波長多工被動式光纖網路的研究

學生：吳俊龍

指導教授：鄒志偉 教授  
林清隆 教授

國立交通大學光電工程研究所 碩士班

## 摘 要

在本論文中，我們提出並調查一種以無色光網絡單元為基礎，並使用雙平行馬赫曾德爾調變器來產生載波抑制單邊帶不歸零訊號來減少雷利背向散射雜訊的方法。第一章及第二章介紹了長距離被動式光纖網路。第三章分說明載波抑制單邊帶不歸零訊號的產生方法。第四張及第五章，我們分析不歸零訊號和載波抑制單邊帶不歸零訊號對於雷利背向散射之容忍度，並驗證兩種架構的長距離被動式光纖網路。其中一種架構其傳輸長度可以長達 100 公里。下傳速度為 10 Gb/s、上傳速度為 2.5 Gb/s 的情況下，可以達到 512 的高分流比。

在第六章，我們計算用每個戶端在長距離被動式光纖網路裡的消耗功率。結果顯示長距離被動式光纖網路架構所消耗的功率低於被動式光纖網路、非對稱數位子載波線路以及光纖到節點等架構。最後，第七章則包含了總結及未來展望。

Long reach dense wavelength division multiplexing passive optical network

Student : Chun-Lung Wu

Advisor : Prof. Chi-Wai Chow

Prof. Chinlon Lin

Institute of Electro-Optical Engineering  
National Chiao Tung University

## Abstract

In this thesis, we proposed and investigated a Rayleigh backscattering (RB) noise mitigation scheme by using single sideband non-return-to-zero (CS-SSB-NRZ) signal generated by a dual-parallel Mach-Zehnder modulator (DP-MZM) based colorless optical networking unit (ONU). A brief introduction and review of different Long reach passive optical networks (LR-PONs) are given in chapter 1 and chapter 2 respectively. Detail analysis of the CS-SSB-NRZ generation is shown in chapter 3. We analyzed the RB tolerances of the NRZ and the CS-SSB-NRZ signals, and demonstrated two architectures of LR-PONs with centralized light source (CLS) in chapter 4 and chapter 5 respectively. One architecture of the LR-PON can reach 100 km. A high split-ratio of 512 is achieved using 10 Gb/s downstream and 2.5 Gb/s upstream signals.

In chapter 6, we calculated the power consumption per customer in the proposed LR-PON. The result shows that LR-PON is more power-efficient than conventional PON, ADSL and FTTN. In chapter 7, a conclusion and proposed future works are given.

## 致 謝

本論文可以順利的完成，首先要感謝指導老師鄒志偉教授的悉心指導，並提供良好的研究資源和實驗環境，讓我可以順利完成實驗。感謝林清隆老師在聯合大學精彩的演講，增廣了我的見聞。謝葉建宏學長在這段期間對我的指導，也感謝顏小姐幫我處理在這段期間的報帳事務。

此外，也要感謝實驗室的學長王家軒、施富元、吳郁夫學長們，帶領我學習實驗以及實驗儀器設備的操作；感謝同學張育誠，一起修課。也感謝學弟吳秉純幫忙處理實驗室的事務。

感謝我的家人的關心與支持，讓我能在此求學期間能專心於學業。最後在此感謝所有曾經幫助過我的人。



# 目 錄

中文摘要.....	i
英文摘要.....	ii
誌謝.....	iii
目錄.....	iv
表目錄.....	vii
圖目錄.....	viii
<b>第一章 緒論</b> .....	<b>1</b>
1.1 前言.....	1
1.2 長距離被動式光纖網路.....	2
1.3 雷利背向散射.....	3
1.4 論文架構.....	5
<b>第二章 各種已經被提出的長距離被動式光纖網路</b> .....	<b>11</b>
2.1 British Telecom.....	11
2.2 PIEMAN.....	12
2.3 AT&T.....	13
2.4 OFDM-PON.....	13
2.5 DTU/Tue.....	14
2.6 Siemens.....	14
2.7 SARDANA.....	15

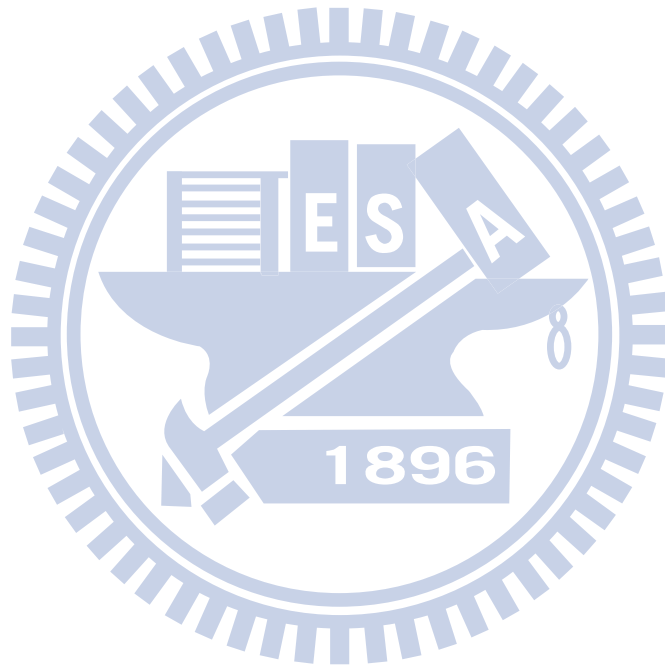
<b>第三章 理論</b> .....	21
3.1 載波抑制單邊帶不歸零.....	21
<b>第四章 長距離被動式光纖網路架構一</b> .....	29
4.1 實驗簡介.....	29
4.2 雷利背向散射雜訊分析.....	30
4.3 實驗架構.....	31
4.4 實驗結果.....	32
<b>第五章 長距離被動式光纖網路架構二</b> .....	38
5.1 實驗介紹.....	38
5.2 實驗架構.....	38
5.3 實驗結果.....	39
<b>第六章 光纖網路的能量消耗</b> .....	44
6.1 前言.....	44
6.2 網路架構.....	44
6.3 網路模型.....	47
6.4 結果.....	53
<b>第七章 使用雙邊帶和單邊帶以子載波多工產生 100Gb/s 正交</b>	
<b>分頻多工訊號的研究</b> .....	61
7.1 前言.....	61
7.2 實驗架構和模擬結果.....	61
7.3 結果與討論.....	62
7.4 結論與未來展望.....	63
<b>參考文獻</b> .....	68





## 表 目 錄

表 5.1 長距離被動式光纖網路架構二和第二章介紹過的架構的比較 .....	43
表 6.1 接入網路的參.....	60
表 6.2 其它的參數.....	60



## 圖目錄

圖 1.1(a) 高解析度電視和超高解析度電視的比較[3].....	7
圖 1.1(b) 超高解析度電視的實景[2].....	7
圖 1.2 法國不列塔尼，不同接觸網路技術下局端所需的數量[12]....	8
圖 1.3 被動式光纖網路支援範圍和設備數量的關係[3].....	9
圖 1.5 載波分配被動式光纖網路示意圖.....	10
圖 2.1 BT 提出的架構圖[5].....	17
圖 2.2(a) PIEMAN 所提出架構圖[6]，上傳光源為可調式雷射.....	17
圖 2.2(b) PIEMAN 所提出架構圖[7]，為載波分配被動式光纖網路.	18
圖 2.3 AT&T 提出的架構圖[8].....	18
圖 2.4 OFDM PON 的架構圖[9].....	19
圖 2.5 DTU/TUe 提出的架構[10].....	19
圖 2.6 Siemens 提出的架構圖[11].....	20
圖 2.7 SARDANA 提出的架構圖[12].....	20
圖 3.1 產生載波抑制單邊帶不歸零訊號的實驗裝置示意圖.....	27
圖 3.2 雙平行馬赫曾德爾調變器各個部位的頻譜示意圖.....	27
圖 3.3 實驗量出的頻譜示意圖.....	28
圖 4.1 雷利背向散射的產生示意圖.....	34
圖 4.2(a) 載波雷利背向散射分析實驗裝置.....	34

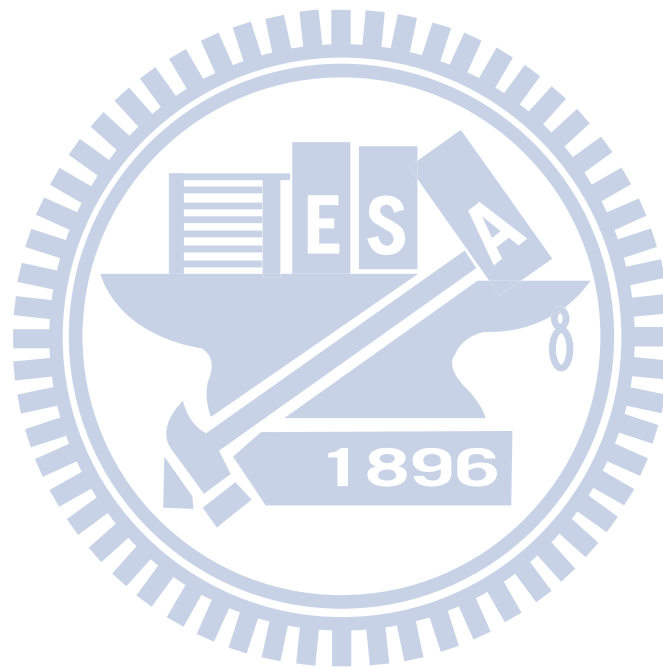
圖 4.2(b) 訊號雷利背向散射分析實驗裝置.....	34
圖 4.3(a) 載波雷利背向散射分析結果.....	35
圖 4.3(b) 訊號雷利背向散射分析結果.....	35
圖 4.4 長距離被動式光纖網路架構一，中央光源放在局端.....	36
圖 4.5 實驗結果的誤碼率曲線.....	37
圖 5.1 長距離被動式光纖網路架構二，中央光源放在遠處節點....	40
圖 5.2 下傳 10 Gb/s 誤碼率曲線圖.....	41
圖 5.3(a) 上傳 2.5 Gb/s 載波抑制單邊帶不歸零誤碼率曲線圖.....	42
圖 5.3(b) 上傳 2.5 Gb/s 不歸零誤碼率曲線.....	42
圖 6.1 日本路由器消耗功率預測圖[16].....	55
圖 6.2 現在的網際網路架構圖.....	56
圖 6.3 以被動式光纖網路為例子，用戶端總功率和 $A_p$ 關係圖.....	57
圖 6.4(a)不同 $\alpha$ 情況下用戶端總功率和 $A_p$ 曲線圖.....	58
圖 6.4(b)不同 $\alpha$ 情況下傳輸每一位元消耗功率和 $A_p$ 曲線圖.....	58
圖 6.5(a) 不同接入網路技術下，用戶端總功率和 $A_p$ 關係圖.....	59
圖 6.5(a) 不同接入網路技術下，傳輸每一位元消耗功率和 $A_p$ 關係 圖.....	59
圖 7.1(a) 100 Gb/s 架構圖.....	65
圖 7.1(b) 雙邊帶和單邊帶的射頻頻譜.....	65

圖 7.2 基頻實驗和模擬的對照曲線圖..... 66

圖 7.3  $\Delta f$  VS. 誤碼率曲線圖..... 66

圖 7.4(a) 使用單邊帶的子載波多工訊號的誤碼率曲線..... 67

圖 7.4(b) 使用雙邊帶的子載波多工訊號的誤碼率曲線..... 67



# 第一章

## 緒論

### 1.1 前言

近年來人類對於網路通訊的需求快速成長，傳統電纜線的頻寬已不敷人類在資訊傳輸上的需求，這種情況之下被動式光纖網路(passive optical network)深深地吸引了人類的注意。被動式光纖網路使用光纖纜線做為傳輸媒介，它具有高頻寬(60 THz)、低損耗(0.2 dB/km)、不受電磁波干擾等優點，這些優點皆是相當吸引人的因素，光纖通訊也因此逐漸地取代了傳統的電纜線，被用來連接光網路單元(optical networking unit)和局端(central office)，而許多國家也已經在進行光纖到府(fiber to the home)的部署工作。如今，在資訊爆炸的今天，光纖通訊已經在人類的生活中扮演了一個不可缺少的角色。

即使在資訊爆炸的今天，網路通訊的流量仍然在持續的快速成長，大約每兩年資訊的流通量就會成長一倍[1]，基本上這些都是因為人類追求更好、更快的通訊品質。例如，現在的主流電視高解析度電視(High-definition TV)的解析度為1920x1080，而預計在2015推出的新一代電視超高解析度電視(Super Hi-Vision TV)[2]其解析度為7680x4320(3300萬畫素)(圖1.1(a)、1.1(b))，其解析度已經相當於在家裡開小型的電影院。

一般預測次世代的光纖網路其速度為10 Gb/s或40 Gb/s，而次世代的光纖網

路一般認為會有以下的特點：

- (a)長距離(Long reach)
- (b)高分流比(High number of split-ratio)
- (c)高速(High data rate)
- (d)每個使用者能使用高頻寬 (High bandwidth per user)
- (e)無色的光網絡單元設備(Colorless optical networking unit's equipment)

## 1.2 長距離被動式光纖網路

長距離被動式光纖網路(long reach passive optical network)被認為能夠有更大的資訊容量(capacity)、更大網路的支援面積，並被視為次世代的光纖網路的主流。以 SARDANA(詳情請見第二章)的計畫為例，圖 1.2 所在的地點為法國的不列塔尼(Brittany)，在不同的接入網路(access network)的技術下，當單一局端所能支援網路範圍的面積越大，所需要的局端就越少，這樣可以降低設備所需的數量，以減低成本和能量的消耗(見圖 1.3)。

長距離被動式光纖網路的傳輸距離是從傳統的被動式光纖網路的 20 公里到 100 公里，它結合了城域網邊緣網路(metro edge network)和接入網路，這樣一來可減少網路的設備數量降低網路成本(在本章稍後說明這個部份)。在長距離被動式光纖網路裡通常會使用光放大器(optical amplifier)(例如摻鉕光纖放大器(erbium-doped fiber amplifier)、半導體光放大器(semiconductor optical amplifier))

來放大光訊號以補償訊號的損失，和使用密集分波長多工(dense wavelength division multiplexing)以增加資訊容量(capacity)。目前也已經開始有專門針對長距離被動式光纖網路所設計的產品如圖 1.4，是 CIP (Centre for Integrated Photonics) 所開發的反射式半導體光放大器(reflective semiconductor optical amplifier)，傳輸距離可達 80 公里。

儘管長距離被動式光纖網路有許多優點，但它也遇到了幾個困難與挑戰：

- 一、高功率損失：長距離被動式光纖網路的特色之一為高分流比，所以在進行分流時，訊號的強度會衰減很多，例如當分流比為 1024 時，功率衰減約為 30 dB。
- 二、在密集分波長多工被動式光纖網路裡，每個光網絡單元上傳光源均需一可調式雷射(tunable laser)作為上傳的載波，造成網路成本昂貴。
- 三、因為光所傳輸的距離很長，因此光纖色散(fiber chromatic dispersion)對於通訊品質的影響情況會比被動式光纖網路來的嚴重。

針對每個光網絡單元均需一可調式雷射的部份，網路業者提出了載波分配被動式光纖網路(carrier distributed passive optical network)的方案，見圖 1.5。載波分配被動式光纖網路即將整個時域多工被動式光纖網路(time division multiplexing passive optical network)上傳的載波統一由中央光源(central light source)供給，這樣一來可大幅度減少光纖網路對於雷射的需求量並降大幅低網路成本。但在一個載

波分布被動式光纖網路會遇到雷利背向散射雜訊的問題，而這個部份將在下個小節介紹。

### 1.3 雷利背向散射

訊號的傳輸會因散射(Scattering)而造成訊號的衰減，光纖主要成份為二氧化矽分子，在凝結過程中，二氧化矽分子被隨機放置，造成光纖中密度及折射率有些微的不同。當入射光子碰撞此些微變化的晶格結構時，因此變化結構大小與波長相當，便會產生隨機方向散射。而可分為彈性散射(Elastic scattering) 和非彈性散射(Inelastic scattering)。當入射光子功率較小時，光子與晶格間的碰撞有如彈性碰撞，光子沒有將能量傳給晶格，因此散射光子頻率保持不變，與入射光子頻率相同，即波長維持不變，此種散射稱為彈性散射，例如雷利散射(Rayleigh scattering)。當入射光子功率夠大時，光子與晶格間的碰撞是非彈性的，光子會將部分能量傳給晶格，晶格所攜帶能量用粒子觀念來看待時，稱為聲子(phonon)。散射光子由於失去部分能量使光子頻率變小，此種散射稱為非彈性散射，例如拉曼散射(Raman scattering)或布魯尼散射(Brillouin scattering)。

雷利散射與  $\lambda^4$  成反比，天空之所以呈現藍色也是因為短波長的藍光比較容易被散射。雷利散射為短波長在矽光纖中損耗的主要因素。背向散射光功率  $P_{RB}$  與入射光功率  $P_0$ ，在長度  $L$  之光纖中的比值為：

$$\frac{P_{RB}}{P_0} = \kappa(1 - e^{-2\alpha L}) \quad (1.1)$$



標準單模光纖(standard single mode fiber)操作於 1550 nm 時、 $\alpha=4.6 \times 10^{-2} \text{ km}^{-1}=0.2$  dB/km。雷利係數(Rayleigh factor)  $\kappa=0.67 \times 10^{-3}$ 。

值得注意的是，雷利背向散射(Rayleigh backscattering)會限制光纖中的入射光功率，而在一個載波分布被動式光纖網路裡，雷利背向散射也會對中央光源的光載波產生雜訊(Noise)，會干擾上傳的訊號，使得訊號的品質降低，進而影響局端的接收器(receiver)對訊號判讀的正確率。而在光纖通訊的系統裡，我們認為會影響系統傳輸品質之雷利背向散射雜訊主要分為兩種：(1) 載波雷利背向散射(carrier Rayleigh backscattering)；(2) 訊號雷利背向散射(signal Rayleigh backscattering)。

當中央光源從局端傳輸到光網絡單元作為上傳的載波時，會因光纖在微觀上折射率的不同而產生背向散射的雜訊，此雜訊稱為載波雷利背向散射。當一已調變過的上傳訊號由光網絡單元傳向局端時，也會產生雷利背向散射的雜訊，此雜訊會再度回到光網絡單元並進行二次的訊號調變。此經過二次調變的雜訊會再度往局端傳輸，而此雜訊稱為訊號雷利背向散射。由於雷利背向散射的頻率和上傳的訊號的頻率有所重疊，因此會干擾到接收器對於訊號的判讀，此外，由於訊號雷利背向散射經過二次調變，因此它的頻寬也比上傳訊號和載波雷利背向散射來的寬。

## 1.4 論文架構

一開始已先在本章介紹了長距離被動式光纖網路和雷利背向散射的產生以

及分類，而在第二章，我們會介紹各種已經被提出的長距離被動式光纖網路的架構。第三章則介紹我們在實驗中減少雷利背向散射雜訊干擾的方法，以及就該方法進行數學上的推導以輔助了解該方法。

接著我們會分析兩種調變格式(這兩種調變格式會在後面說明)分別對於的兩種雷利背向散射雜訊的容忍度，同時我們也提出了兩種架構的長距離被動式光纖網路，並且會把結果較好的架構和上面所介紹過的架構做比較，也會討論網路通訊的功率消耗的情形做討論。最後再第七章則提出用子載波多工(subcarrier multiplexing) 產生 100 Gb/s 的訊號的方法，並說明結論以及外來展望。



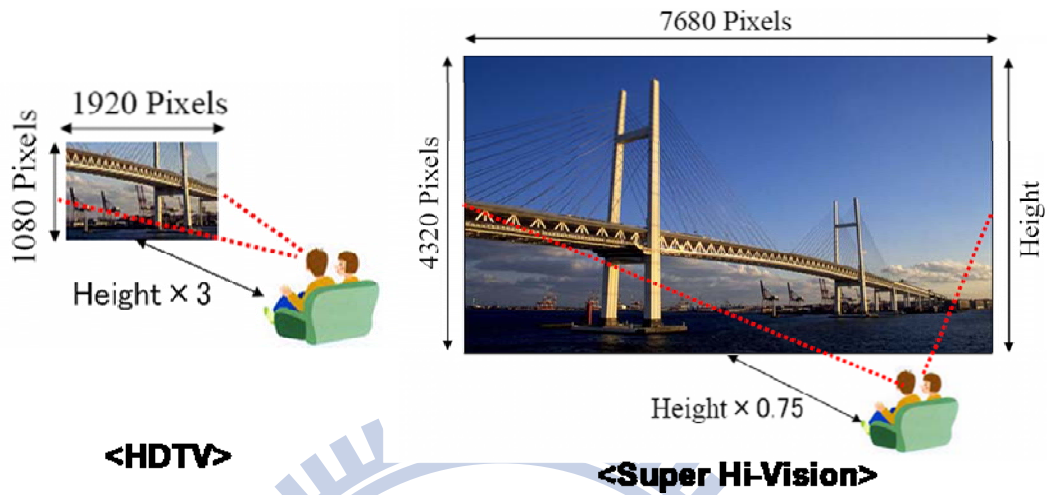
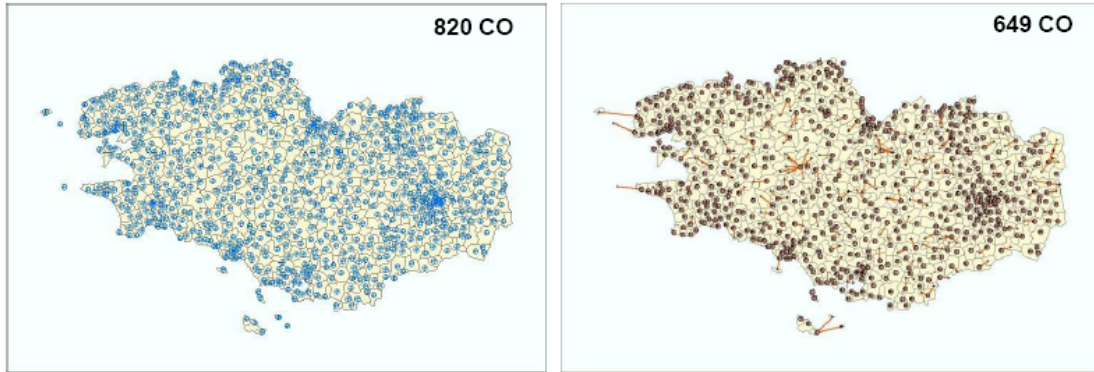


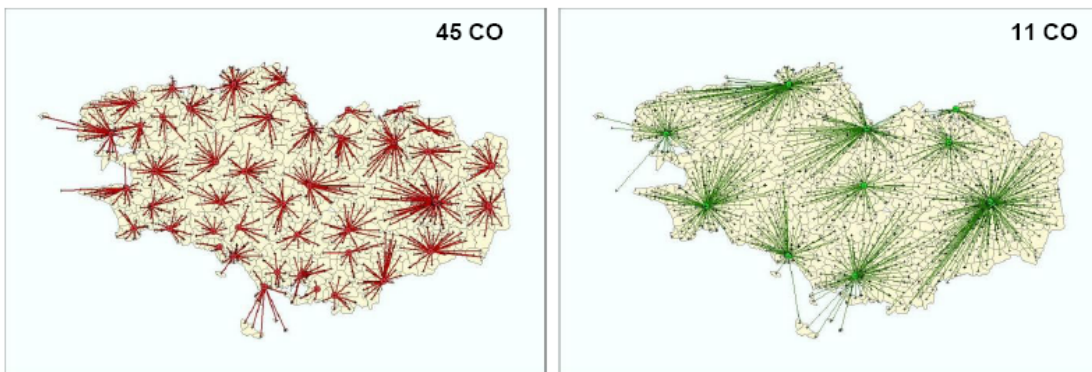
圖 1.1(a) 高解析度電視和超高解析度電視的比較[3]



圖 1.1(b) 超高解析度電視的實景[2]



**DSLAM with fiber link**



**Edge node on 1st and 2nd transmission ring**

**Edge node only on primary transmission ring**

圖 1.2 法國不列塔尼，不同接觸網路技術下局端所需的數量[12]

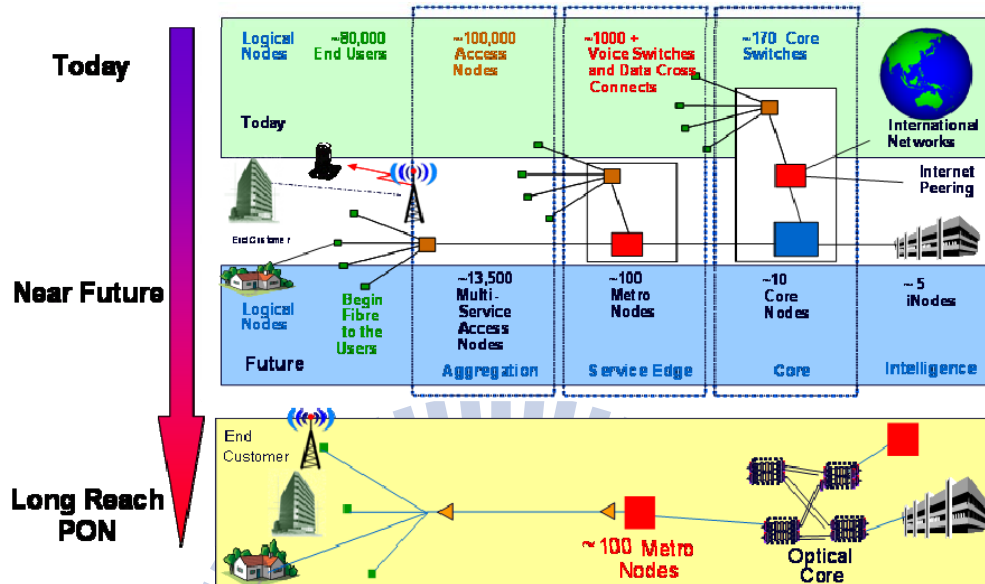


圖 1.3 被動式光纖網路支援範圍和設備數量的關係[3]



圖 1.4 CIP 反射式半導體光放大器的產品[4]

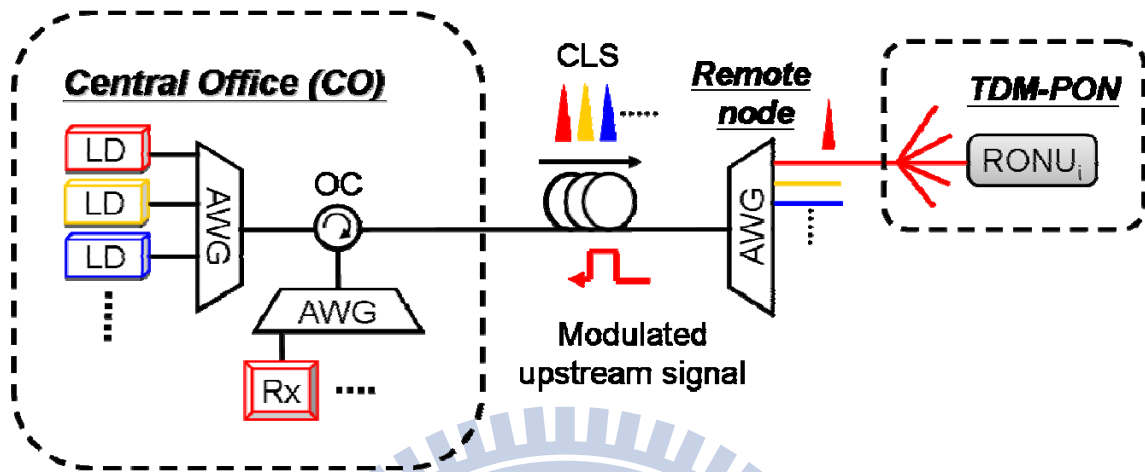


圖 1.5 載波分配被動式光纖網路示意圖



## 第二章

### 各種已被提出的長距離被動式光纖網路

目前，已經有許多種長距離被動式光纖網路的架構被提出，在本章會介紹數個已被提出的架構。

#### 2.1 British Telecom (BT) [5]

BT 的架構如圖 2.1，下傳的速度為 2.488Gb/s，而上傳的速度為 1.244Gb/s，光網絡單元的分流比為 64(1x8 的分流器(splitter)連接另外一個 1x8 的分流器)。從圖可以看出接駁光纖(feeder fiber)的長度為 125 公里，而下降光纖(drop fiber)的長度為 10 公里，在 Infinera 公司的密集分波長多工系統的兩端各裝置了一台摻鉅光纖放大器，以補償傳輸損失。

上、下傳的載波的波長在進入此密集分波長多工之前，都會先經過一轉頻器(transponder)，將載波的波長轉換成能夠和此密集分波長多工系統相容的波長。

下傳的訊號在經過接駁光纖傳輸密集分波長多工的輸出端之後，便會由另一轉頻器將波長轉換回原發送器(transmitter)的波長，再將訊號載入到光網絡單元接收。

而上傳的訊號在經密集分波長多工的輸出端後，會連接一光頻道濾波器(optical channel filter)並由局端的接收器接收訊號。

## 2.2 PIEMAN [6],[7]

PIEMAN 的全名為 Photonic Integrated Extended Metro and Access Network，它是歐盟的第六期計畫(6th framework programme)，而 BT、Tyndall、Lucent、CIP 等公司也參與此計畫。PIEMAN 在今年的研討會(OFC'10)中提出兩種架構光纖網路，架構如圖 2.2(a)、.2.2(b)。圖 2.2(b)是一個載波分配被動式光纖網路的架構，而在這個架構中用來減低載波雷利背向散射對於訊號干擾的方法是使用雙接駁光纖(dual-feeder fiber)。接駁光纖的長度在整個光纖網路裡佔有很大的比率，因此大部分的載波雷利背向散射都是在這裡所產生的。中央光源的載波從局端往光網絡單元傳送和上傳訊號從光網絡單元往局端傳送是在兩個不同的接駁光纖裡面進行傳輸，因此大部分的載波雷利背向散射不會對上傳訊號產生干擾。而在圖 2.2(a)的架構並非為載波分配被動式光纖網路，因此並沒有雷利背向散射雜訊的問題。

這個兩個架構的上、下傳速度皆為10 Gb/s，圖2.2(a)使用者所使用的載波是可調式雷射，此雷射的共振腔式為可調式外部共振腔(tunable external cavity)。而這樣的雷射在裝置時會調整為使用者所在地使用的波長，並固定調整波長的調整器，以輸出載波的波長，這樣架構的可調式雷射，CIP稱為set-and-forget。在圖 2.2(a)架構中，傳輸全長為100公里，其中接駁光纖的長度佔90公里，而光網絡單元的分流比可以達到512。而圖2.2(b)中有提到，傳輸所用的光纖是實際將光纖在愛爾蘭的兩個城市之間鋪設 (field trial)，它的上傳載波是將中央光源裝置在局



端，整個架構全長為135公里，而接駁光纖的長度為124公里，光網絡單元的分流比可以達到256。

### 2.3 AT&T [7]

AT&T 提出的架構如圖 2.3，在這個架構中上下傳的速度皆為 2.488 Gb/s。在光線路終端器(optical line termination)包含了一組發送器和接收器，以及三個為 1510 nm、1530 nm、1550 nm 的波長作為影像增強(video enhancement)之用。在架構中的延長器盒子(extender box)是用來作為放大訊號，下傳的訊號是混合式的半導體光放大器和拉曼放大器 (SOA-Raman hybrid amplifier) 放大，而上傳的訊號會先旁通(bypass) 半導體光放大器和拉曼放大器的混合式放大器並用半導體光放大器放大訊號。光網絡單元的分流比可以到 64，而接駁光纖長度為 40 公里，下降光纖長度則為 20 公里。

### 2.4 OFDM-PON[9]

架構圖如圖 2.4，正交分頻多工(orthogonal frequency division multiplexing)訊號的頻寬為 1 GHz (從 62.5 MHz~1125 MHz)，使用 16-正交幅度調變(quadrature amplitude modulation)，所以總速度為 4 Gb/s(上、下傳都一樣)，子載波數為 16。在正交分頻多工類比訊號產生後，會由類比轉數位轉換器(analog to digital converter)轉換成數位訊號，再由電吸收調變器(electro-absorption modulator)將訊

號載入到載波。載上訊號的載波將經由光纖傳輸 100 公里到目的地(局端或使用者)的接收器接收，而在傳輸的路徑上有裝置了摻鉕光纖放大器以放大訊號。接收後的數位訊號會先由數位轉類比轉換器(digital to analog converter)換回類比訊號並經過數學處理，最後經過處理的訊號由正交幅度調變偵測器(decoder)分析訊號，而這個架構光網絡單元的分流比可以達到 256。

## 2.5 DTU/ TUe 的架構[10]

這架構是被 Technical University of Denmark/ Eindhoven University of Technology 所提出，見圖 2.5，在這個架構只提及了上傳的傳輸速度為 7.5 Gb/s。架構中上傳的光源(使用的雷射為分佈回授式雷射二極體(distributed feedback laser diode), 1553.3 nm)放置在區域交換(local exchange)，區域交換的載波經 7.5 公里的下降光纖傳送到達光網絡單元。在光網絡單元用一包含了接收器以及反射式半導體光放大器-電吸收調變器(R-SOA-EAM)的晶片，調變的方式為直調。而區域交換和核心節點(core node)之間則有 80 公里的光纖(接駁光纖)，核心節點包含了分佈式光纖拉曼放大(Raman distributed fiber amplification)以補償訊號在光纖傳輸的損失。

## 2.6 Siemens[11]

Siemens 提出的架構如圖 2.6，下傳的速度為 10 Gb/s，而上傳的速度為 2.5

Gb/s，而上、下傳使用不同波長的光源作為載波。在這個架構裡有一個較新的裝置稱為城域接入點(metro access point)，光線路終端器中發送器(optical line termination)的訊號經 75 公里光纖後會到城域接入點，而城域接入點裡的光濾波器(optical filter)將特定波長的下傳訊號從分波長多工訊號裡濾出，隨後經由摻鉍光纖放大器放大訊號往後面的 1:8 分流器傳送，每一個分流經過下降光纖傳輸後的光網絡單元分流比可支援到 64，所以全部的分流比為 512。

上傳訊號經過下降光纖到城域接入點後，會先由摻鉍光纖放大器放大訊號，再由光下降濾波器濾出並經過突發式轉頻器(burst-mode transponder)，突發式轉頻器是由雪崩光二極體(avalanche photodiode)、突發式接收器(burst-mode receiver)、時脈和資料恢復(clock-and-data recovery)、和一個直調的分佈回授式雷射二極體所組成。並經由接駁光纖 (75 公里)送到光線路終端器中發送器。

## 2.7 SARDANA [12]

SARDANA 的全名是 Scalable Advanced Ring-based passive Dense Access Network Architecture，它是歐盟的第七期計畫(7th Framework Program project)。SARDANA 的架構如圖 2.7，它是一載波分配的架構。架構中的主體是由一個局端和數個遠處節點(remote node)所組成的雙光纖(double-fiber)的分波長多工環(WDM ring)，而這樣的架構除了包含了網路保護(network protection)的功能之外(分波長多工環的能效)，也包含減低雷利背向散射雜訊的干擾的功能(雙光纖)。

每個時域多工被動式光纖網路都使用兩個波長，分別作為上、下傳的波長，每個波長的光網絡單元分流比固定為 32。光網絡單元的上傳訊號是由中央光源傳送到光網絡單元後由反射式半導體光放大器做直接調變(direct modulation)。

當下傳的速度為 10Gb/s 而分波長多工環的長度為 100 公里時，可以提供給 512 光網絡單元(16 波長 x 32 分流)使用，也就是可以支援 16 個遠處節點。而當分波長多工環的長度為 50 公里時，可以支援 1024 光網絡單元(32 波長 x 32 分流)。當光網絡單元固定為 1024、反射式半導體光放大器上傳的速度為 2.5 Gb/s 時，分波長多工環的長度可達 50 公里；而在上傳速度為 1.25 Gb/s，分波長多工環的長度可達 100 公里。



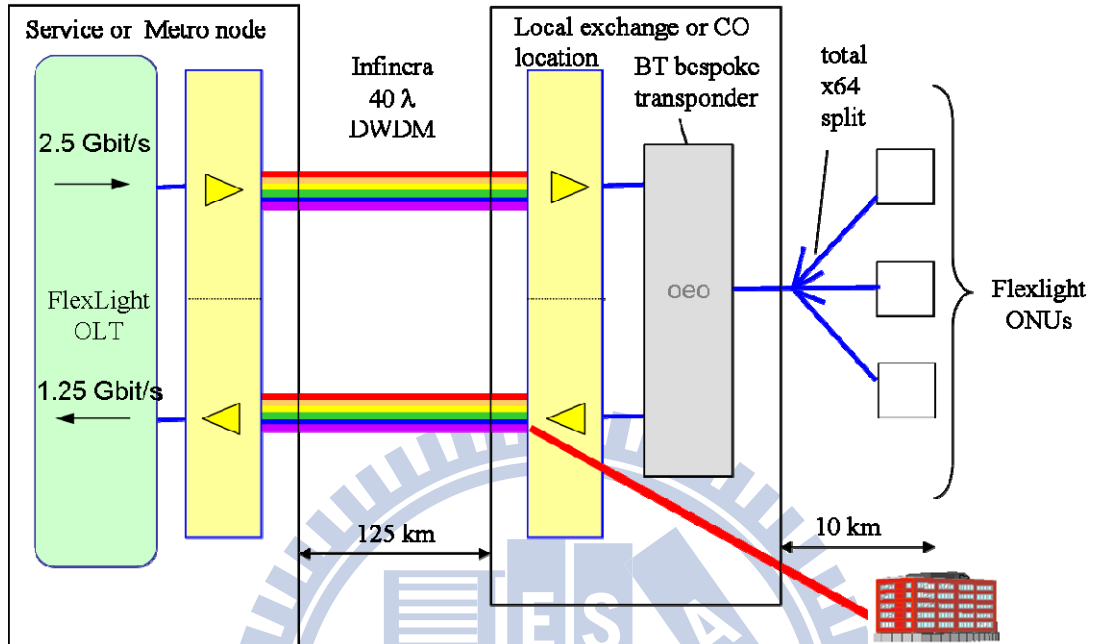


圖 2.1 BT 提出的架構圖[5]

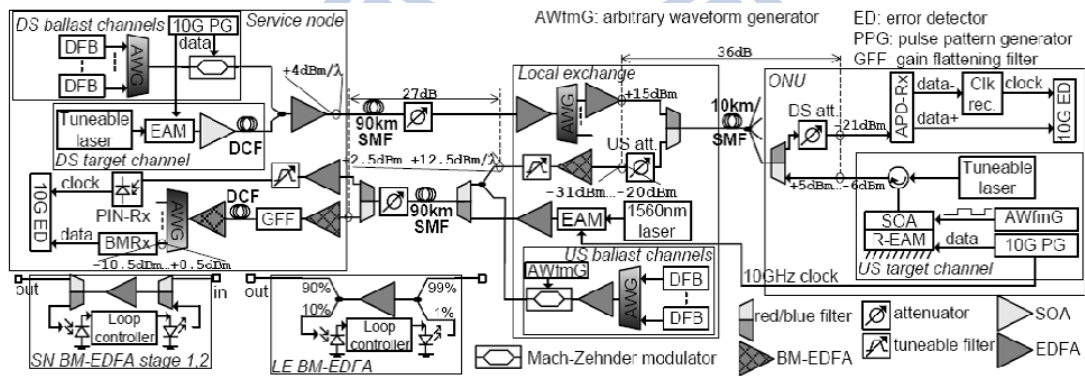


圖 2.2(a) PIEMAN 所提出架構圖[6]，上傳光源為可調式雷射

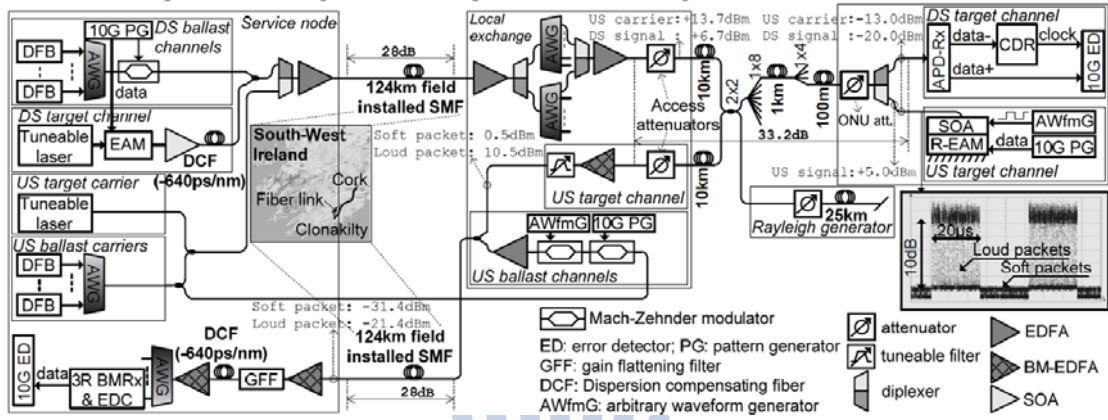


圖 2.2(b) PIEMAN 所提出架構圖[7]，為一載波分配被動式光纖網路

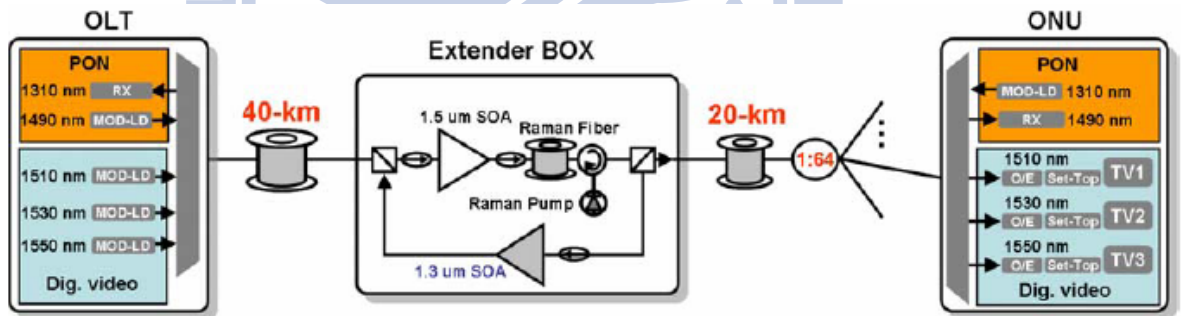


圖 2.3 AT&T 提出的架構圖[8]

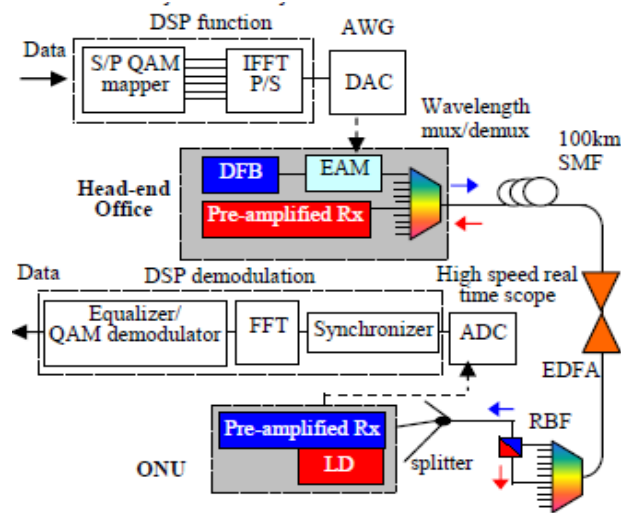


圖 2.4 OFDM PON 的架構圖[9]

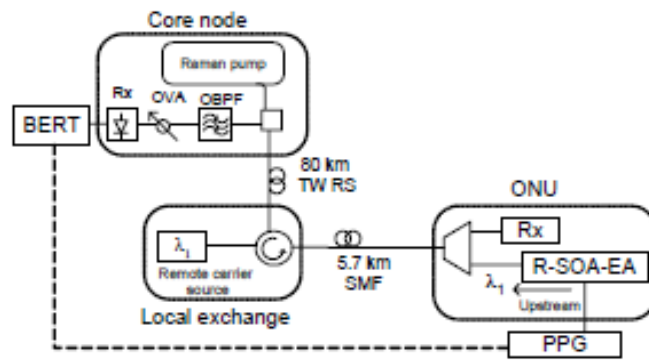


圖 2.5 DTU/TUe 提出的架構 [10]

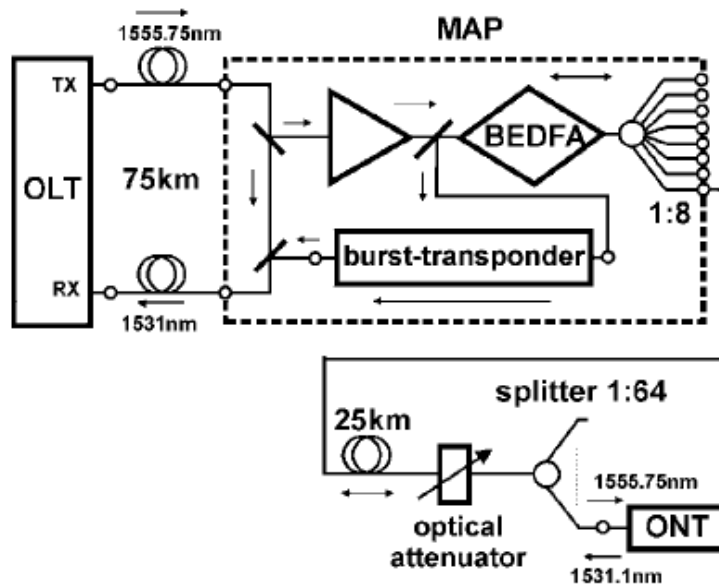


圖 2.6 Siemens 提出的架構圖[11]

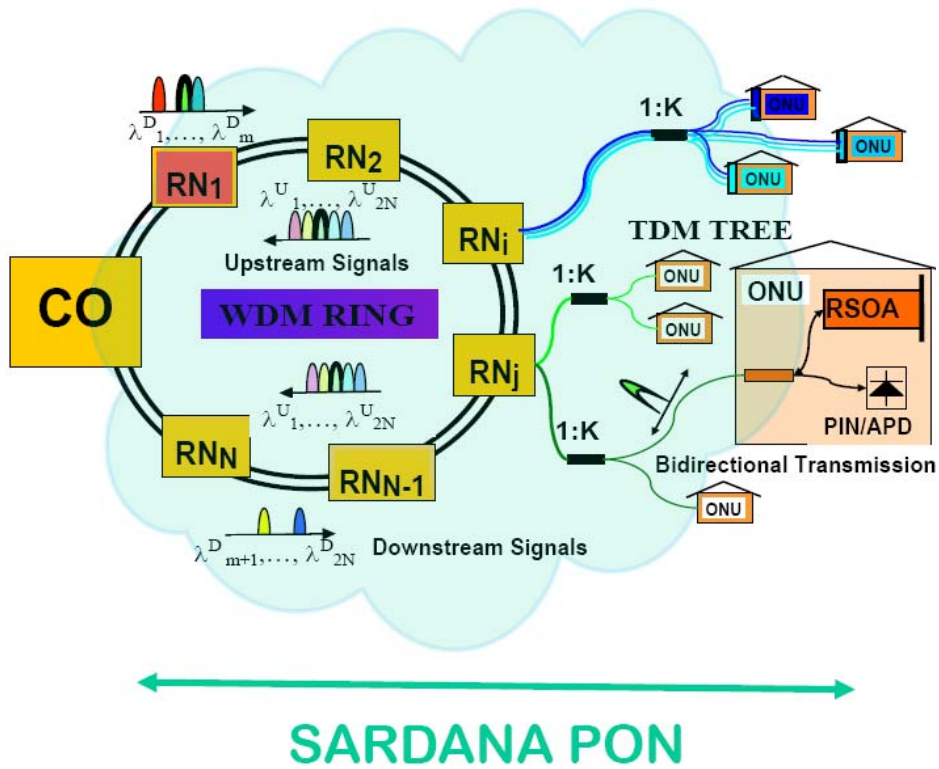


圖 2.7 SARDANA 提出的架構圖[12]



## 第三章

### 理論

本章節將介紹我們在長距離光纖網路的架構實驗中用來產生載波抑制單邊帶不歸零(carrier-suppressed single-sideband non-return-zero)訊號的方法，這個方法適用來減少雷利背向散射雜訊的干擾，並藉由數學上的推導過程作為輔助加以了解其原理。

#### 3.1 載波抑制單邊帶不歸零

圖 3.1 是我們在實驗上產生載波抑制單邊帶不歸零訊號的架構，在這個架構所使用的調變器為一個頻寬 12 GHz 的雙平行馬赫曾德爾調變器(dual-parallel Mach-Zehnder modulator)，訊號的速度為 2.5 Gb/s。實驗過程中，我們將基頻(baseband)的 2.5 Gb/s 不歸零(non-return-zero)訊號經由射頻(radio-frequency)混合器(mixer)上載至頻率為 10 GHz 的弦波訊號( $f_s=10$  GHz)，之後將此訊號用 Y 型分流器分成兩路，並使其相位差為  $90^\circ$ 。這兩路分別載入至 2 個 bias tee 的交流輸入端，bias tee 的直流輸入端則各給予  $V_\pi$  的直流偏壓，並將 bias tee 的輸出端各別載入到馬赫曾德爾調變器 1(MZM<sub>1</sub>)和馬赫曾德爾調變器 2(MZM<sub>2</sub>)的輸入端。而在馬赫曾德爾調變器 3(MZM<sub>3</sub>)輸入端則給予  $V_\pi/2$  的直流偏壓。至此，輸出的訊號即為載波抑制單邊帶不歸零訊號。其產生過程亦可藉由數學推導做詳細解釋。

在數學推導之前，首先介紹四個等式如下所示[12]：

$$\begin{cases} \cos(x \cos \theta) = J_0(x) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n J_{2n}(x) \cos(2n\theta) \end{cases} \quad (3.1)$$

$$\begin{cases} \sin(x \cos \theta) = 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n J_{2n-1}(x) \cos[(2n-1)\theta] \end{cases} \quad (3.2)$$

$$\begin{cases} \cos(x \sin \theta) = J_0(x) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(x) \cos(2n\theta) \end{cases} \quad (3.3)$$

$$\begin{cases} \sin(x \sin \theta) = 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1}(x) \sin[(2n-1)\theta] \end{cases} \quad (3.4)$$

首先，馬赫曾德爾調變器 1 部分，假設進入雙平行馬赫曾德爾調變器的電場

可表示為：

$$E(t) = \text{Re}\{E_0 e^{j\omega_0 t}\} \quad (3.5)$$

那麼進入雙平行馬赫曾德爾調變器的電場會分成上、下兩路，故上、下路的電場

可表示為：

$$E(t) = \text{Re}\left\{\frac{1}{\sqrt{2}} E_0 e^{j\omega_0 t}\right\} \quad (3.6)$$

而馬赫曾德爾調變器 1 上路的電場在經過調變後可表示為：

$$\begin{aligned} E_{MZM_1\text{-upper}}(t) &= \text{Re}\left\{\frac{1}{\sqrt{2}} E_0 e^{j(\omega_0 t + \Delta\phi)}\right\} = \frac{1}{\sqrt{2}} E_0 \cos(\omega_0 t + \Delta\phi) \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}} E_0 \{\cos \omega_0 t \cos \Delta\phi - \sin \omega_0 t \sin \Delta\phi\} \end{aligned} \quad (3.7)$$

其中：

$$\Delta\phi(t) = m \cos(\omega_{RF} t) \quad (3.8)$$

$m$  為調變深度(modulation depth)。

將(3.8)式帶入(3.7)式可得：

$$E_{MZM_1\text{-upper}}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} E_0 \{\cos \omega_0 t \cos[m \cos(\omega_{RF} t)] - \sin \omega_0 t \sin[m \cos(\omega_{RF} t)]\} \quad (3.9)$$

再將(3.1)、(3.2)式帶入(3.9)式可得：

$$E_{MZM_1-upper}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} E_0 \left\{ \cos \omega_0 t \left[ J_0(m) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n J_{2n}(m) \cos(2n\omega_{RF}t) \right] \right. \\ \left. - \sin \omega_0 t \left[ 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n J_{2n-1}(m) \cos[(2n-1)\omega_{RF}t] \right] \right\} \quad (3.10)$$

當貝索函數(Bessel function)的階數高於4階時，貝索函數的數值相對於低階( $\leq 3$ )部份可視為足夠小並可忽略，因此(3.10)式可簡化成：

$$E_{MZM_1-upper}(t) \cong \frac{1}{\sqrt{2}} E_0 \left\{ \cos \omega_0 t [J_0(m) - 2J_2(m) \cos(2\omega_{RF}t)] \right. \\ \left. - \sin \omega_0 t [-2J_1(m) \cos(\omega_{RF}t) + 2J_3(m) \cos(3\omega_{RF}t)] \right\} \\ = \frac{1}{\sqrt{2}} E_0 \left\{ J_0(m) \cos \omega_0 t - J_2(m) [\cos(\omega_0 t + 2\omega_{RF}t) + \cos(\omega_0 t - 2\omega_{RF}t)] \right. \\ \left. + J_1(m) [\sin(\omega_0 t + \omega_{RF}t) + \sin(\omega_0 t - \omega_{RF}t)] \right. \\ \left. - J_3(m) [\sin(\omega_0 t + 3\omega_{RF}t) + \sin(\omega_0 t - 3\omega_{RF}t)] \right\} \quad (3.11)$$

頻譜示意圖如圖 3.2(a)所示。

馬赫曾德爾調變器下路所受到的調變電場其方向和上路相反，因此馬赫曾德爾調變器 1 下路  $\Delta \phi$  將表示為：

$$\Delta \phi(t) = -m \cos(\omega_{RF}t) \quad (3.12)$$

經過調變後的電場可表示為：

$$E_{MZM_1-lower}(t) = \text{Re} \left\{ \frac{1}{\sqrt{2}} E_0 e^{j(\omega_0 t + \Delta \phi)} \right\} = \frac{1}{\sqrt{2}} E_0 \cos(\omega_0 t + \Delta \phi) \\ = \frac{1}{\sqrt{2}} E_0 \{ \cos \omega_0 t \cos \Delta \phi - \sin \omega_0 t \sin \Delta \phi \} \\ = \frac{1}{\sqrt{2}} E_0 \{ \cos \omega_0 t \cos[-m \cos(\omega_{RF}t)] - \sin \omega_0 t \sin[-m \cos(\omega_{RF}t)] \} \\ = \frac{1}{\sqrt{2}} E_0 \{ \cos \omega_0 t \cos[m \cos(\omega_{RF}t)] + \sin \omega_0 t \sin[m \cos(\omega_{RF}t)] \} \\ = \frac{1}{\sqrt{2}} E_0 \left\{ \cos \omega_0 t \left[ J_0(m) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n J_{2n}(m) \cos(2n\omega_{RF}t) \right] \right. \\ \left. + \sin \omega_0 t \left[ 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n J_{2n-1}(m) \cos[(2n-1)\omega_{RF}t] \right] \right\} \quad (3.13)$$

我們同樣忽略大於4階的貝索函數，(3.13)式可化簡如下：

$$\begin{aligned}
E_{MZM_1-lower}(t) &\cong \frac{1}{\sqrt{2}} E_0 \left\{ \cos \omega_0 t [J_0(m) - 2J_2(m) \cos(2\omega_{RF}t)] \right. \\
&\quad \left. + \sin \omega_0 t [-2J_1(m) \cos(\omega_{RF}t) + 2J_3(m) \cos(3\omega_{RF}t)] \right\} \\
&= \frac{1}{\sqrt{2}} E_0 \left\{ J_0(m) \cos \omega_0 t - J_2(m) [\cos(\omega_0 t + 2\omega_{RF}t) + \cos(\omega_0 t - 2\omega_{RF}t)] \right. \\
&\quad \left. - J_1(m) [\sin(\omega_0 t + \omega_{RF}t) + \sin(\omega_0 t - \omega_{RF}t)] \right. \\
&\quad \left. + J_3(m) [\sin(\omega_0 t + 3\omega_{RF}t) + \sin(\omega_0 t - 3\omega_{RF}t)] \right\} \quad (3.14)
\end{aligned}$$

頻譜示意圖如圖 3.2(b)，因為馬赫曾德爾調變器 1 有給予  $V_\pi$  的直流電壓，因此下路的相位要再偏移  $\pi$ ，如圖 3.2(c)。馬赫曾德爾調變器 1 的輸出頻譜示意圖即為圖 3.2(a)、3.2(c)相疊加而成，如圖 3.2(d)。

同樣的，馬赫曾德爾調變器 2 部分，因為我們將此部分訊號的相位偏移了  $90^\circ$  因此在馬赫曾德爾調變器 2 上路的  $\Delta\phi$  將表示為：

$$\Delta\phi(t) = m \cos\left(\omega_{RF}t + \frac{\pi}{2}\right) = -m \sin(\omega_{RF}t) \quad (3.15)$$

而經過調變後的電場可表示為：

$$\begin{aligned}
E_{MZM_2-upper}(t) &= \text{Re} \left\{ \frac{1}{\sqrt{2}} E_0 e^{j(\omega_0 t + \Delta\phi)} \right\} = \frac{1}{\sqrt{2}} E_0 \cos(\omega_0 t + \Delta\phi) \\
&= \frac{1}{\sqrt{2}} E_0 \{ \cos \omega_0 t \cos \Delta\phi - \sin \omega_0 t \sin \Delta\phi \} \\
&= \frac{1}{\sqrt{2}} E_0 \{ \cos \omega_0 t \cos[-m \sin(\omega_{RF}t)] - \sin \omega_0 t \sin[-m \sin(\omega_{RF}t)] \} \\
&= \frac{1}{\sqrt{2}} E_0 \{ \cos \omega_0 t \cos[m \sin(\omega_{RF}t)] + \sin \omega_0 t \sin[m \sin(\omega_{RF}t)] \} \quad (3.16)
\end{aligned}$$

將(3.3)、(3.4)式代入(3.16)式，可得：

$$\begin{aligned}
E_{MZM_2-upper}(t) &= \frac{1}{\sqrt{2}} E_0 \left\{ \cos \omega_0 t \left[ J_0(m) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(m) \cos(2n\omega_{RF}t) \right] \right. \\
&\quad \left. + \sin \omega_0 t \left[ 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1}(m) \sin[(2n-1)\omega_{RF}t] \right] \right\} \quad (3.17)
\end{aligned}$$

同樣忽略大於 4 階的貝索函數，(3.17)式可化簡成：

$$\begin{aligned}
E_{MZM_2-upper}(t) &\cong \frac{1}{\sqrt{2}} E_0 \left\{ \cos \omega_0 t [J_0(m) + 2J_2(m) \cos(2\omega_{RF}t)] \right. \\
&\quad \left. + \sin \omega_0 t [2J_1(m) \sin(\omega_{RF}t) + 2J_3(m) \sin(3\omega_{RF}t)] \right\} \\
&= \frac{1}{\sqrt{2}} E_0 \left\{ J_0(m) \cos \omega_0 t + J_2(m) [\cos(\omega_0 t + 2\omega_{RF}t) + \cos(\omega_0 t - 2\omega_{RF}t)] \right. \\
&\quad - J_1(m) [\cos(\omega_0 t + \omega_{RF}t) - \cos(\omega_0 t - \omega_{RF}t)] \\
&\quad \left. - J_3(m) [\cos(\omega_0 t + 3\omega_{RF}t) - \cos(\omega_0 t - 3\omega_{RF}t)] \right\} \quad (3.18)
\end{aligned}$$

頻譜示意圖如圖 3.2(e)。

在馬赫曾德爾調變器 2 下路的部份，這部份訊號的相位除了偏移了  $90^\circ$  之外，下路所受到的調變電場方向和上路恰好相反，因此馬赫曾德爾調變器 2 下路的  $\Delta\phi$  可表成：

$$\Delta\phi(t) = -m \cos\left(\omega_{RF}t + \frac{\pi}{2}\right) = m \sin(\omega_{RF}t) \quad (3.19)$$

經過調變的電場可表成：

$$\begin{aligned}
E_{MZM_2-lower}(t) &= \text{Re} \left\{ \frac{1}{\sqrt{2}} E_0 e^{j(\omega_0 t + \Delta\phi)} \right\} = \frac{1}{\sqrt{2}} E_0 \cos(\omega_0 t + \Delta\phi) \\
&= \frac{1}{\sqrt{2}} E_0 \left\{ \cos \omega_0 t \cos \Delta\phi - \sin \omega_0 t \sin \Delta\phi \right\} \\
&= \frac{1}{\sqrt{2}} E_0 \left\{ \cos \omega_0 t \cos [m \sin(\omega_{RF}t)] - \sin \omega_0 t \sin [m \sin(\omega_{RF}t)] \right\} \\
&= \frac{1}{\sqrt{2}} E_0 \left\{ \cos \omega_0 t \left[ J_0(m) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(m) \cos(2n\omega_{RF}t) \right] \right. \\
&\quad \left. - \sin \omega_0 t \left[ 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1}(m) \sin[(2n-1)\omega_{RF}t] \right] \right\} \quad (3.20)
\end{aligned}$$

再度忽略大於 4 階的貝索函數，(3.20)式可化簡成：

$$\begin{aligned}
E_{MZM_2-lower}(t) &\cong \frac{1}{\sqrt{2}} E_0 \left\{ \cos \omega_0 t [J_0(m) + 2J_2(m) \cos(2\omega_{RF}t)] \right. \\
&\quad \left. - \sin \omega_0 t [2J_1(m) \cos(\omega_{RF}t) + 2J_3(m) \cos(3\omega_{RF}t)] \right\} \\
&= \frac{1}{\sqrt{2}} E_0 \left\{ J_0(m) \cos \omega_0 t + J_2(m) [\cos(\omega_0 t + 2\omega_{RF}t) + \cos(\omega_0 t - 2\omega_{RF}t)] \right. \\
&\quad + J_1(m) [\cos(\omega_0 t + \omega_{RF}t) - \cos(\omega_0 t - \omega_{RF}t)] \\
&\quad \left. + J_3(m) [\cos(\omega_0 t + 3\omega_{RF}t) - \cos(\omega_0 t - 3\omega_{RF}t)] \right\} \quad (3.21)
\end{aligned}$$

頻譜示意圖如圖 3.2(f)。同樣的，我們在馬赫曾德爾調變器 2 也給予  $V_{\pi}$  的直流偏壓，因此下路的相位也要再位移  $\pi$ ，如圖 3.2(g)。將圖 3.2(e)和 3.2(g)相疊加即為馬赫曾德爾調變器 2 的輸出頻譜示意圖，如圖 3.2(h)。

最後，馬赫曾德爾調變器 1 和馬赫曾德爾調變器 2 的輸出電場會經由馬赫曾德爾調變器 3 做最後的調變。在馬赫曾德爾調變器 3 上有外加  $V_{\pi}/2$  的直流偏壓，所以在馬赫曾德爾調變器 2 的輸出端其相位要再偏移  $\pi/2$ ，如圖 3.2(i)。最後，經由雙平行馬赫曾德爾調變器調變後的輸出訊號即由圖 3.2(d)和 3.2(i)相疊加而成，如圖 3.2(j)。圖 3.3 為實驗所實際量測得的頻譜示意圖(示波器的解析度為 0.01nm)。圖 3.3 的長虛線是中央光源，實線是載波抑制單邊帶不歸零，而短虛線是載波抑制雙邊帶不歸零(carrier-suppressed double-sideband non-return-zero)訊號，從圖 3.3 可以看出載波抑制單邊帶不歸零訊號比原本中央光源所在的頻率大上 18 dB，也比載波抑制雙邊帶不歸零訊號大上 3 dB。

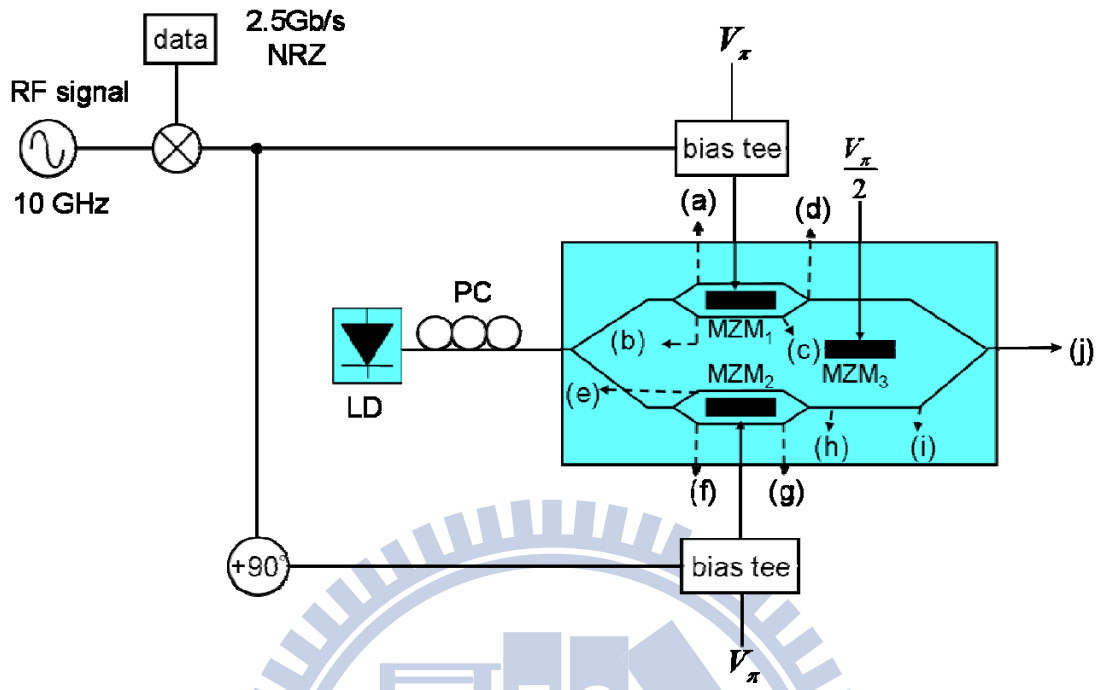


圖 3.1 產生載波抑制單邊帶不歸零訊號的實驗裝置示意圖

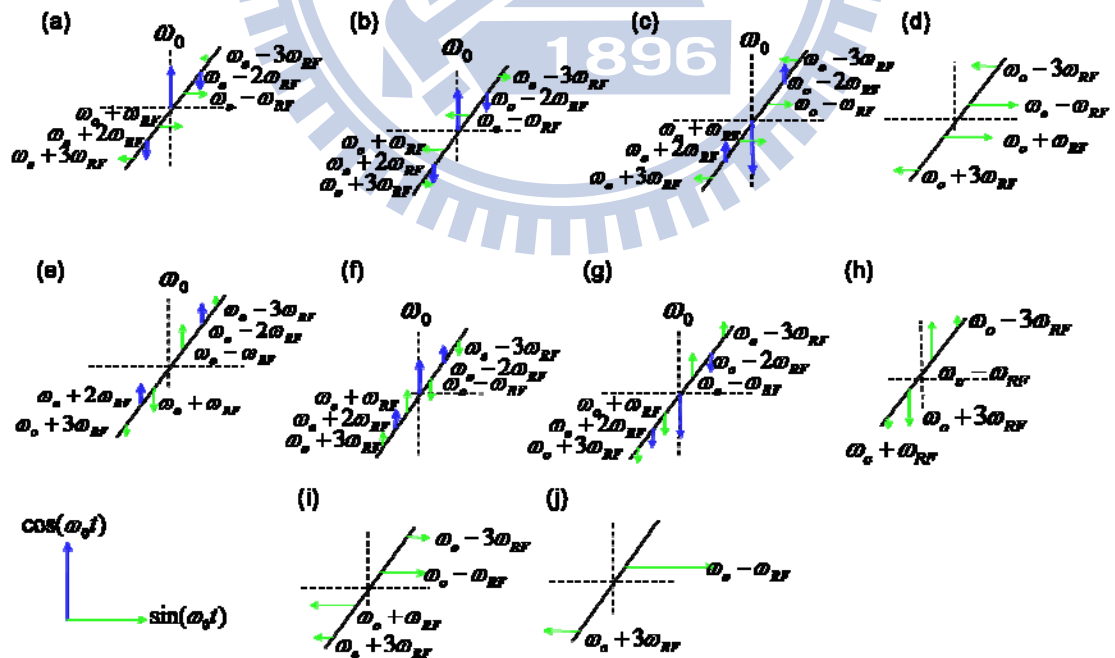


圖 3.2 雙平行馬赫曾德爾調變器各個部位的頻譜示意圖

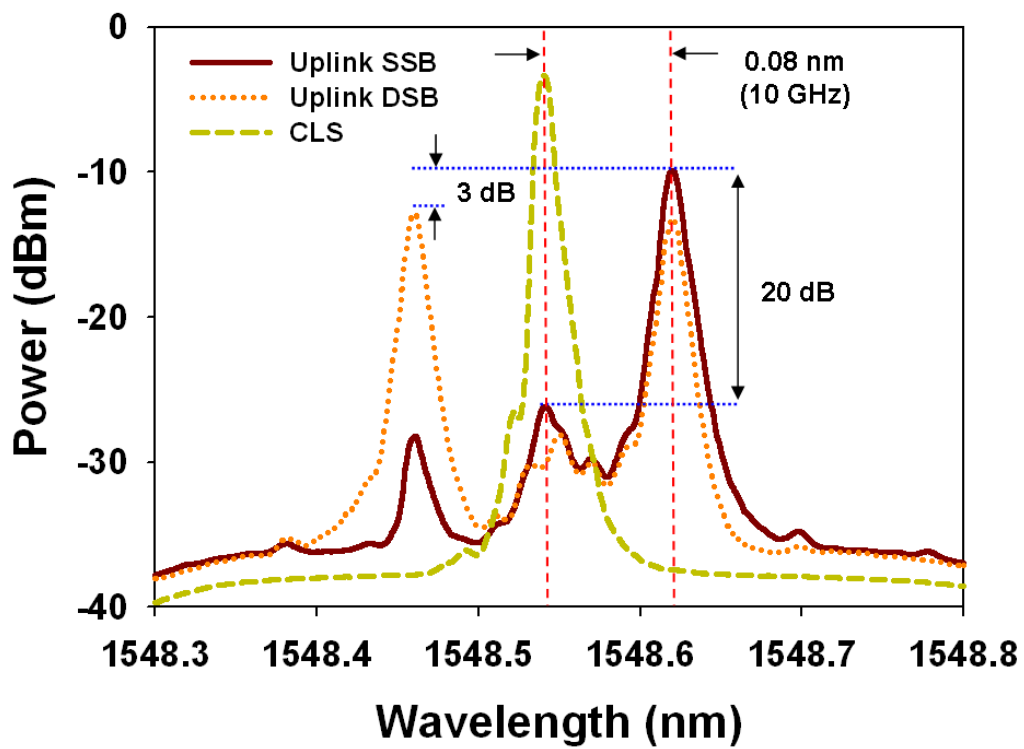


圖 3.3 實驗量出的頻譜示意圖



## 第四章

### 長距離被動式光纖網路架構一

#### 4.1 實驗簡介

混和式密集分波長多工-時域多工被動式光纖網路(hybrid dense wavelength division multiplexing -time division multiplexing passive optical network)吸引了人們的注意，密集分波長多工可以在沒有大幅度改變原光纖網路鋪設的情況下，大量增加時域多工被動式光纖網路的資訊容量，但一旦使用密集分波長多工傳輸系統，在光網路單元光源的價位會變的很昂貴。因此，網路供應商提出了載波分配被動式光纖網路架構，而這樣的架構需要無色反射式光網路單元(colorless reflective optical networking unit)來配合，這樣一來可以免除光網路單元端的光源，大幅降低光纖網路的成本。

在一個載波分配被動式光纖網路系統中，如圖 4.1 所描述的，有兩種主要的雷利背向散射，這兩種雜訊皆會干涉上傳訊號。目前已提出數種改善雷利背向散射的方法，例如雙接駁光纖[14]，讓中央光源往光網路單元傳輸和上傳訊號在不同的光纖裡傳輸；相位鍵位移曼徹斯特編碼(phase shift keying Manchester coding)[28]，增加訊號本身對於雜訊的容忍度；相位調變產生頻譜增寬(PM-Induced Spectral Broadening)[14]，增加訊號的頻寬使訊號和雷利背向散射在頻譜上重疊部分變小；使用兩個串接的馬赫曾德爾調變器做波長的轉換[15]，但

是上面所提及的方法不是只能減少載波雷利背向散射的干擾就是不夠有效率。

我們在這章會先利用實驗分析並比較傳統的不歸零調變和載波抑制單邊帶不歸零調變分別對載波雷利背向散射和訊號雷利背向散射的容忍度，同時也進行程式(VPI Transmission Maker Ver. 7.5)模擬，將模擬結果與實驗結果相互驗證，並將載波抑制單邊帶不歸零調變應用在載波分配被動式光纖網路上。

## 4.2 雷利背向散射雜訊分析

如圖 4.2(a)所示，在載波雷利背向散射的分析架構中，雷射輸出的光(功率為 6 dBm，波長為 1548.54 nm)首先由 3-dB 耦合器(coupler)分成兩路。上路的光經由光迴旋器(optical circulator)的 1 端進入到 25 公里的單模光纖以產生載波雷利背向散射雜訊，雜訊會回到光迴旋器的 2 端，並從 3 端輸出到極化控制器(polarization controller)。下路的光則輸入調變器進行調變(分別進行不歸零調變和載波抑制單邊帶不歸零調變)，用來模擬真實網路的上傳訊號。此上傳訊號會透過可調式光衰減器(variable optical attenuator)來調整訊號的功率，以達到不同的光訊號對於雷利背向散雜訊射比(optical signal to Rayleigh noise ratio)，從可調式光衰減器出來後連接到另一極化控制器。在上、下兩路皆加上極化控制器是為了讓雜訊和上傳訊號能夠有最大的干擾，以模擬真實網路中最糟糕的傳輸狀況。

最後，上、下兩路由另一個耦合器結合，並注入到預放大接收器(pre-amplified Rx )(由一個摻鉕光纖放大器、光濾波器(optical filter) (3-dB 頻寬為 50 GHz) 和 2.5 GHz PIN 結構的光二極體所組成)進行訊號分析。

圖 4.3(a)為載波雷利背向散射的分析結果，從此圖可以看出不歸零訊號在功

率代價(power penalty)為 1 dB 時，光訊號對於雷利背向散射雜訊比大約為 21 dB，代表著當上傳訊號的功率比載波雷利背向散射雜訊的功率大上 21 dB 時，功率代價為 1 dB。而載波抑制單邊帶不歸零訊號在功率代價同樣為 1 dB 時，光訊號對於雷利背向散射比可以到 15 dB，比不歸零訊號小上 6 dB。

在訊號雷利背向散射的分析部份(見圖 4.2(b))，雷射所輸出的光則首先由調變器做調變(同樣分別進行不歸零調變和載波抑制單邊帶不歸零調變)做為上傳訊號，再由 3-dB 耦合器分成兩路。上路的光由光迴旋器的 1 端進入到 25 公里的單模光纖產生雜訊，產生的雜訊會回到光迴旋器的 2 端後並由 3 端連接到另一調變器做二次調變，產生訊號雷利背向散射，接著注入到極化控制器。下路則先連接到可調式光衰減器調整不同上傳訊號的功率，以量測不同光訊號功率對於雷利背向散射雜訊射比對訊號品質的影響，接著注入到另一極化控制器。最後，上、下兩路由另一耦合器結合，並同樣注入到預放大接收器分析訊號。

訊號雷利背向散射的分析結果在圖 4.3(b)，從此圖可以看出在功率代價同樣為 1 dB 情況下，不歸零調變大約為 20.5 dB，而載波抑制單邊帶不歸零調變光訊號對於雷利背向散射雜訊射比大約為 17 dB，比不歸零訊號少上 3.5 dB。

由上面的實驗結果可知，比起不歸零調變，載波抑制單邊帶不歸零調變雖然在頻譜示意圖上只位移 0.08 nm，但已經能大幅提升訊號對雷利背向散射雜訊的容忍度。而訊號雷利背向散射的頻譜較寬(經過二次調變)，所以對於雷利背向散射雜訊容忍度的提升較載波雷利背向散射差些。

### 4.3 實驗架構

圖 4.4 是我們所提出的第一個長距離被動式光纖網路架構，這個架構的局端包含了一組中央光源和預放大接收器，中央光源使用的是分佈回授式雷射二極體，光二極體的架構為 PIN。在架構中所使用的陣列波導光柵(arrayed waveguide grating) 的 3-dB 頻寬為 50 GHz，中央光源從光纖的局端傳輸到反射式光網絡單元之間的距離為 25 公里或 75 公里的單模光纖(沒有使用色散補償(dispersion compensation)元件)，而光衰減器是用來計算反射式光網絡單元的分流比，整個架構中在局端和反射式光網絡單元之間無任何主動元件。

實驗中進行傳輸的 2.5Gb/s 不歸零訊號源為偽隨機二進位序列(pseudo random binary sequence) $2^{31}-1$ ，從局端散佈的載波在由光迴旋器形成的迴路中進行上傳訊號的調變，而在反射式光網絡單元加入兩台摻鉍光纖放大器(增益=23dB, 雜訊指數(noise figure)=5dB)是為了分別補償訊號在光纖傳輸中的衰減以及光衰減器和耦合進調變器調變之後的衰減。而在調變的部份，使用雙平行馬赫曾德爾調變器產生載波抑制單邊帶不歸零訊號的方法如同先前所述。此處我們也以不歸零調變進行實驗並和載波抑制單邊帶不歸零調變進行比較。

#### 4.4 實驗結果

圖 4.5 為實驗結果的誤碼率(bit error rate)曲線，從圖 4.5 可以看出在傳輸距離為 75 公里時，使用載波抑制單邊帶不歸零調變的訊號其分流比可以達到 64，眼圖也很清晰；而使用不歸零調變的訊號即使在分流比為零的情況下連無錯

(error free)都無法達到，眼圖也很糟。而在傳輸距離為 25 公里的距離下，載波抑制單邊帶不歸零調變的訊號其分流比可以達到 512，眼圖也很清晰；而不歸零調變的訊號在分流比為 32 的情況下都無法達到無錯，眼圖也很糟。



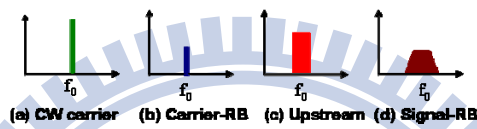
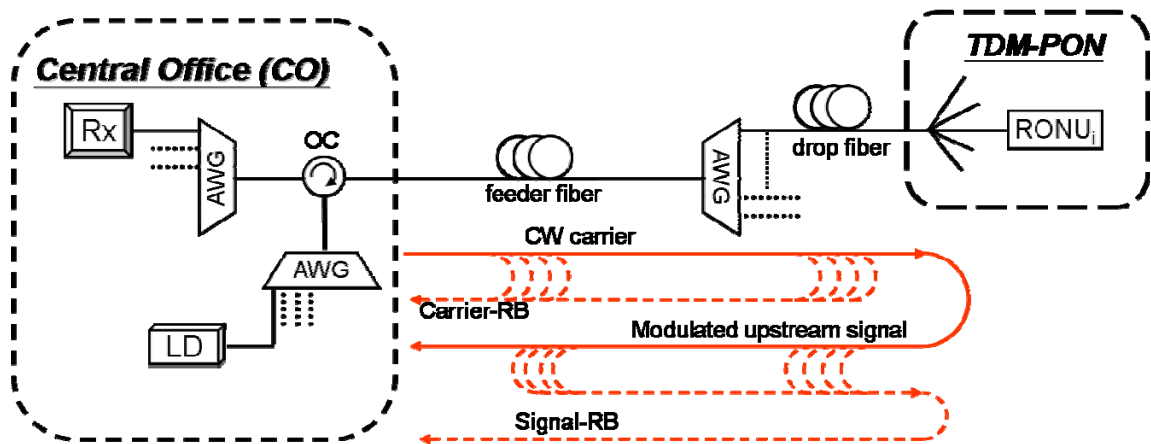


圖 4.1 雷利背向散射的產生示意圖

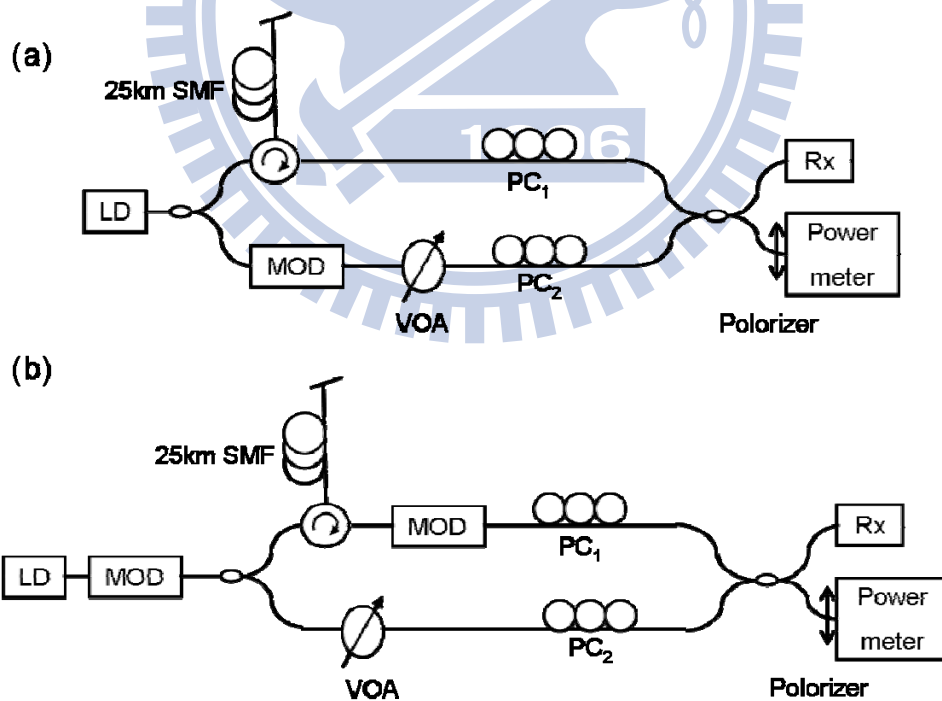


圖 4.2(a) 載波雷利背向散射分析實驗裝置

圖 4.2(b) 訊號雷利背向散射分析實驗裝置

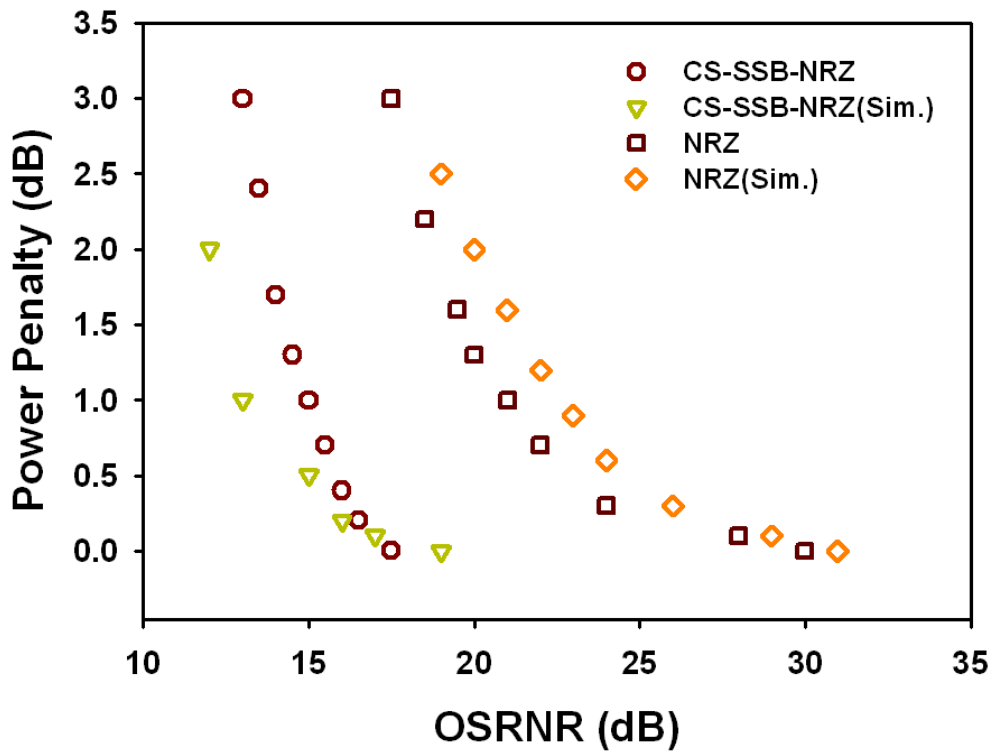


圖 4.3(a) 載波雷利背向散射分析結果

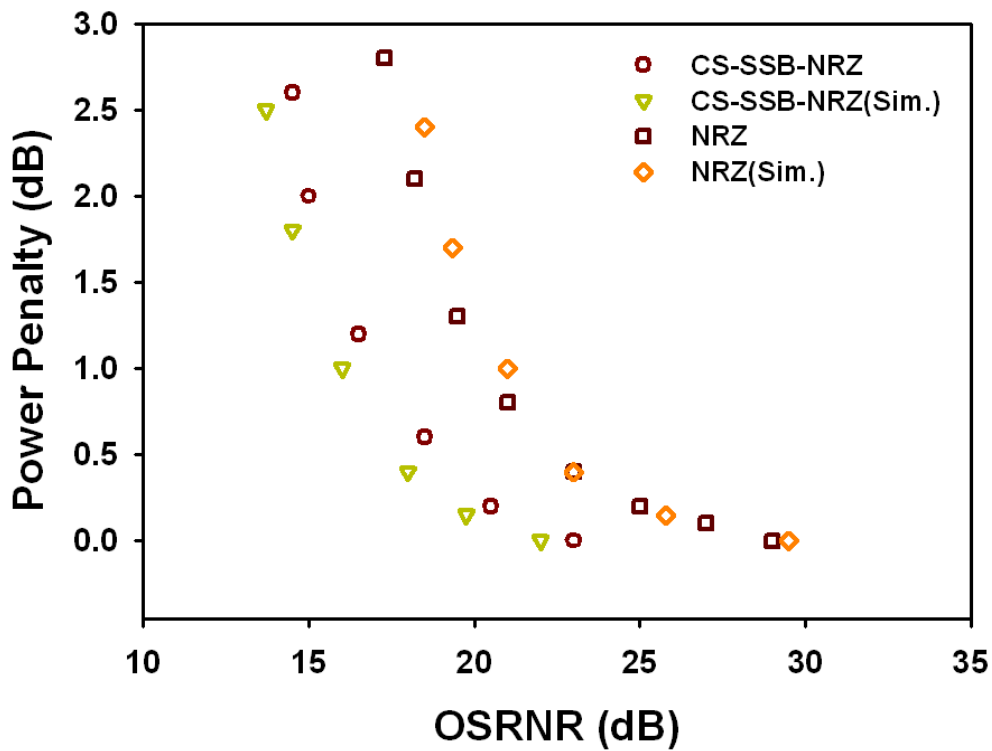


圖 4.3(b) 訊號雷利背向散射分析結果

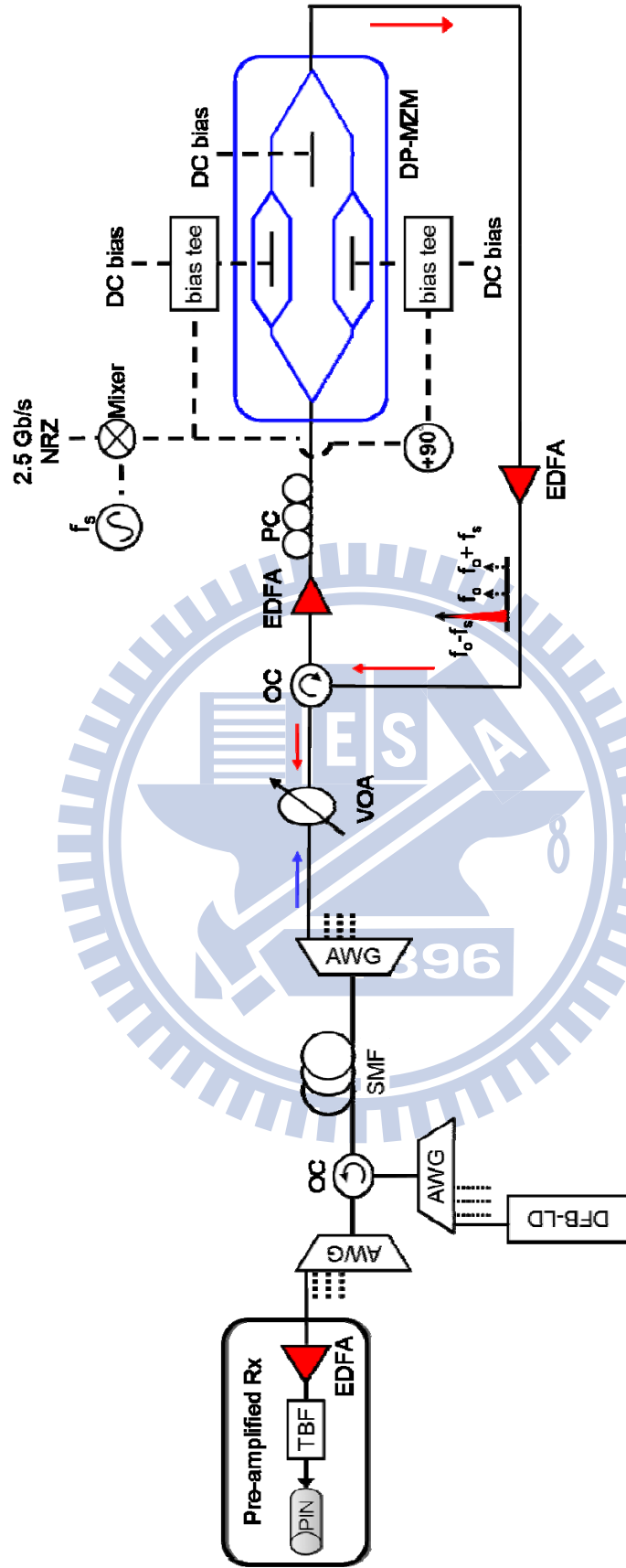


圖 4.4 長距離被動式光纖網路架構一，中央光源放在局端



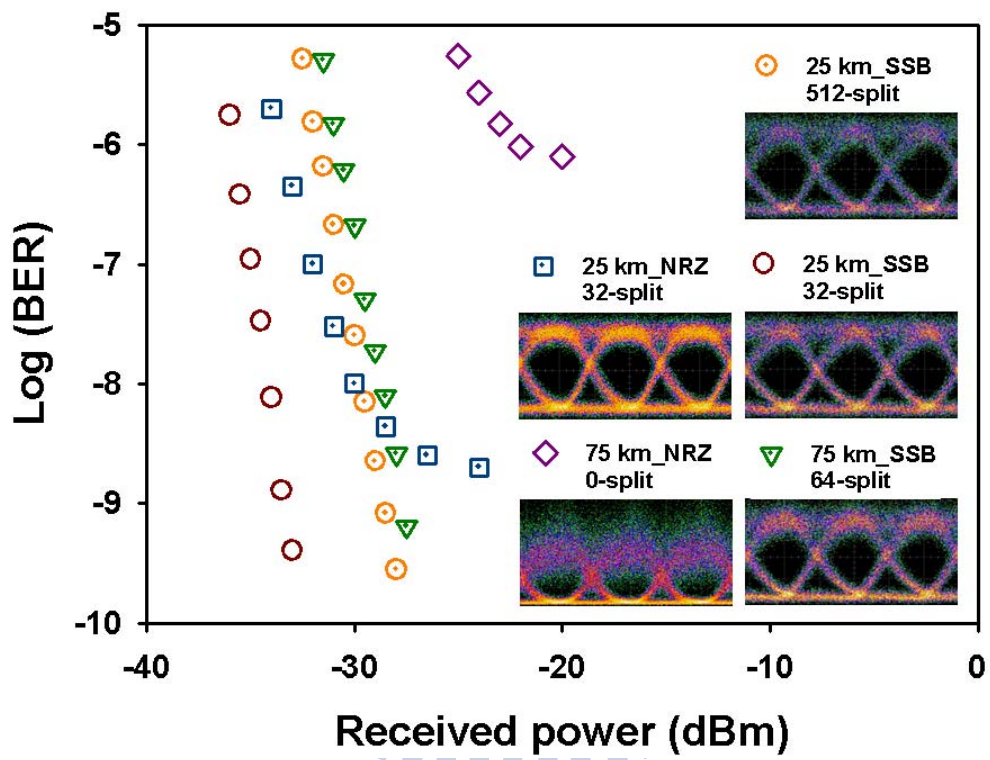


圖 4.5 實驗結果的誤碼率曲線

## 第五章

### 長距離被動式光纖網路架構二

#### 5.1 實驗介紹

從第四章的實驗結果可知，使用載波抑制單邊帶不歸零調變可以降低雷利背向散射雜訊的干擾並改善通訊品質，增加系統的效率。但將中央光源放在局端，當載波下傳到光網絡單元時會有過多的功率損耗(光傳輸的距離為光纖長度的兩倍)。因此在本章的實驗中，我們試著將中央光源放在遠處節點，以減少載波傳輸到光網絡單元時所損耗的功率，並試著將傳輸距離加到 100 公里。並且在最後會將實驗結果和前面介紹過的架構用一個表格做比較。

#### 5.2 實驗架構

圖 5.1 是我們所提出的第二個長距離被動式光纖網路架構，密集分波長多工總共有 40 個頻道(channels)，每個頻道的頻寬為 100 GHz，我們將在 40 個頻道的其中的 17 個藍帶(blue side)頻道(1529 nm~1541.6 nm)用來做為下傳的頻道，17 個紅帶(red side)頻道做為上傳的頻道(1547.2 nm~1560.1 nm)，藍帶和紅帶之間用 6 個頻道分開，在密集分波長多工也可以使用 C+L 帶做為替代光源的波長。

在這個架構中，我們將下傳的光源裝置在局端，而上傳的光源裝置在遠處節點，上、下傳的光源皆使用分佈回授式雷射二極體。上傳的載波首先用耦合器分成兩路，一路沒有接任何東西，另一路則在入訊號傳輸路徑並先經過可調式光衰

減器(同樣用來計算反射式光網絡單元的分流比)，再經過 25 公里的下降光纖，接個進入反射式光網絡單元，在進入反射式光網絡單元之前會先連接一個光迴旋器以實現上傳的迴路，反射式光網絡單元端裝置了兩台摻鉍光纖放大器(增益 =23dB, 雜訊指數 =5dB)，以補償訊號在光纖傳輸中的衰減以及耦合進調變器調變之後的功率損失。而在調變的部份，使用雙平行馬赫曾德爾調變器產生載波抑制單邊帶不歸零訊號方法就跟前面所提到的一樣，同樣使用偽隨機二進位序列  $2^{31}-1$  訊號源。經過調變的上傳訊號會經過下降光纖(25 公里)，紅帶/藍帶濾波器 (R/B filter)，接駁光纖 (75 公里)傳送到局端，並載入到預放大接收器進行訊號分析。而下傳的訊號則先經過接駁光纖，紅帶/藍帶濾波器，下降光纖傳送到反射式光網絡單元的接收器，並同樣載入到預放大接收器進行訊號分析，而實驗結果的誤碼率曲線分別在圖 5.2、5.3(a)、5.3(b)。

### 5.3 實驗結果

從圖 5.2 可以看出，下傳 10 Gb/s 的不歸零訊號分流比可以達到 512，眼圖也很清晰。圖 5.3(a)可以看到，當上傳訊號為 2.5 Gb/s 載波抑制單邊帶不歸零調變，分流比可以到 512，功率代價約為 5 dB。而當上傳為 2.5 Gb/s 不歸零調變，雖然在分流比為 0 時可以到無錯，但在分流比為 64 誤碼率的極限為  $10^{-7}$ ，眼圖也變的比較沒那麼清晰。而在分流比為 512 時，眼圖就變的很糟，也量不到訊號。而表 5.1 為本章的實驗結果和第二章所介紹過的架構比較表。

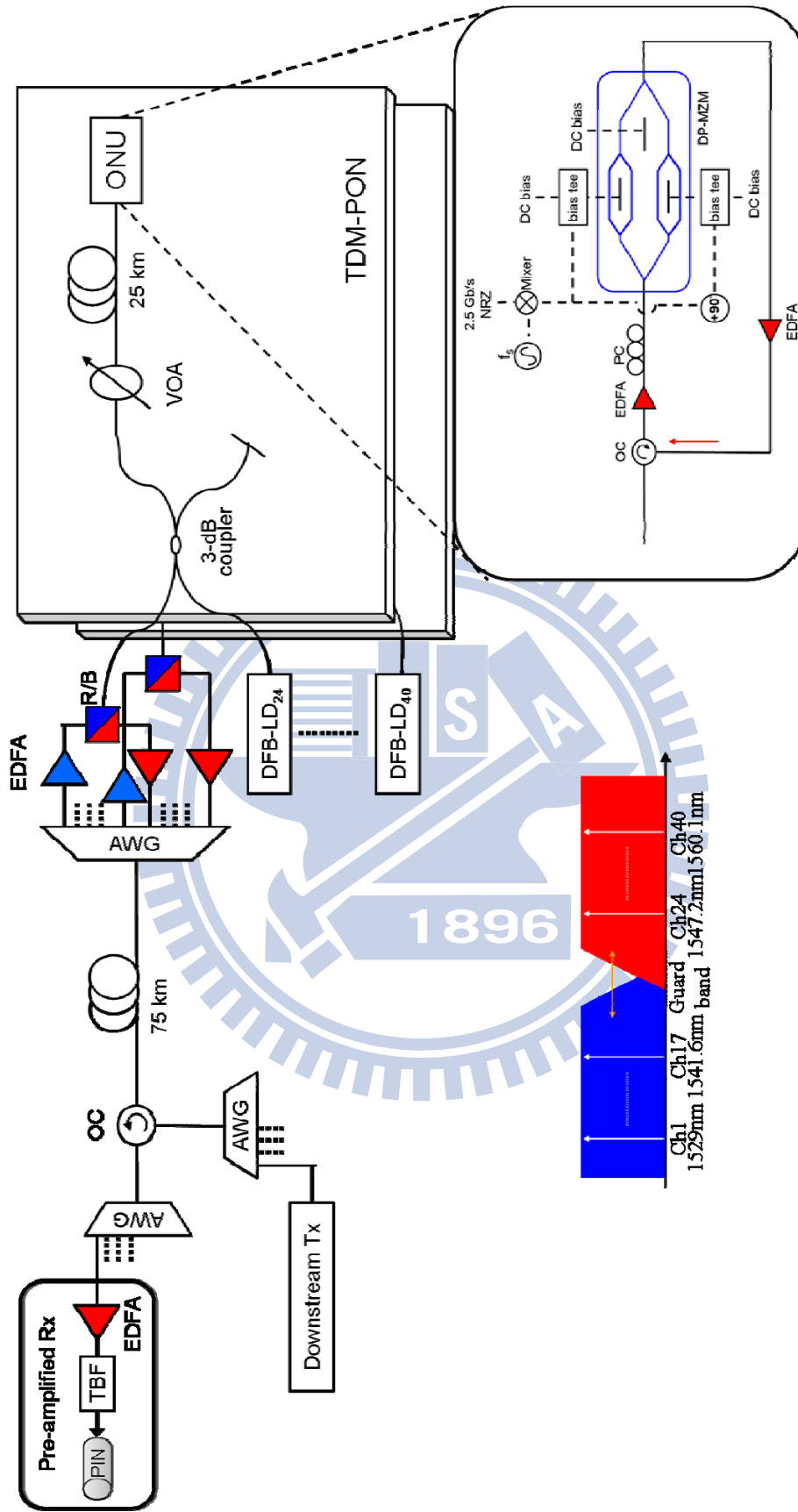


圖 5.1 長距離被動式光纖網路架構二，中央光源放在遠處節點

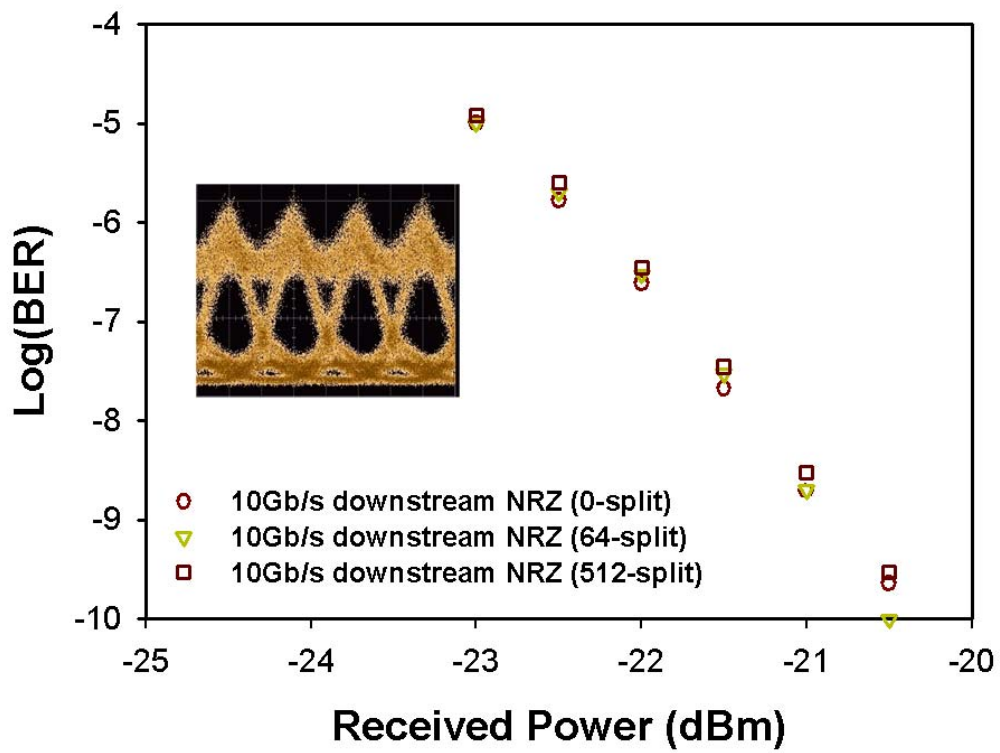


圖 5.2 下傳 10 Gb/s 誤碼率曲線圖

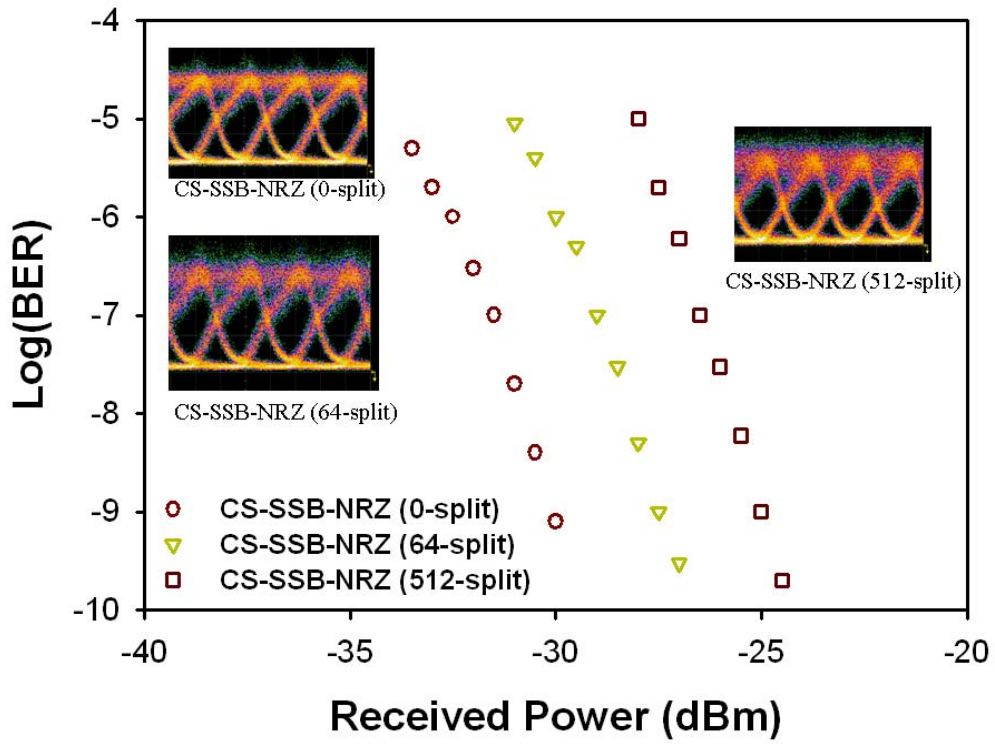
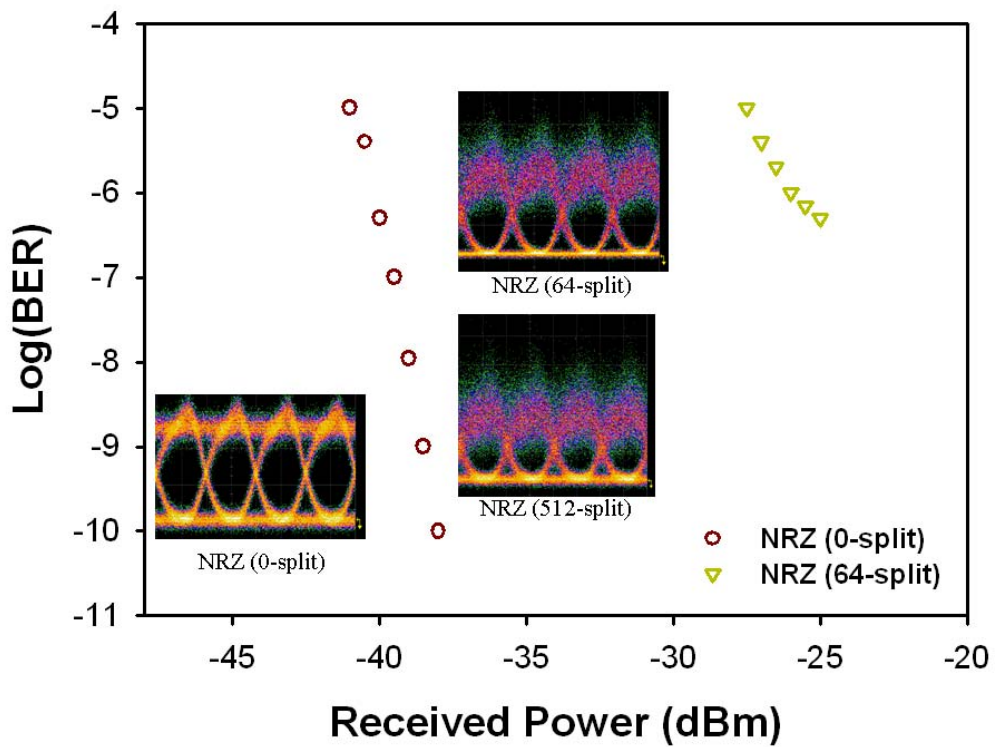


圖 5.3(a) 上傳 2.5 Gb/s 載波抑制單邊帶不歸零誤碼率曲線圖



5.3(b) 上傳 2.5 Gb/s 不歸零誤碼率曲線

	Proposal	Distance (km)	Data rate (Gb/s) Down/up per wavelength	ONU/ wavelength	Colorless ONU	RB Mitigation
1	BT[5]	135	2.488/1.244	64	X	NA
2	PIEMAM 1[6]	100	10/10	512	X	Dual-feeder fiber
3	PIEMAM 2[7]	135	10/10	256	v	Dual-feeder fiber
4	At&t[8]	60	2.488/2.488	64	X	NA
5	OFDM-PON[9]	100	4/4	256	X	NA
6	DTU/Tue[10]	85	NA/7.5	NA	v	NO RB mitigation
7	SIEMENS[11]	100	10/2.5	512	X	NA
8	SARDANA[12]	100	10/1.25	32	v	Dual-fiber
9	Our-proposed	100	10/2.5	512	v	CS-SSB modulation

表 5.1 長距離被動式光纖網路架構二和第二章介紹過的架構的比較



## 第六章

### 光纖網路的功率消耗

#### 6.1 前言

網路已經成為世界上的基本通訊方式之一，隨著網路流通量的快速成長，網路所消耗的能量也隨之快速增加。圖 6.1[16]是日本的路由器(routers)的總功率消耗的預測圖，從圖可以看到網路的快速發展，圖中預測當在西元 2034 年時，光是路由器的功率消耗就等於 2005 年整個日本的發電量。如果 2025 年之後，電視換成了超高解晰度電視(超高解晰度電視的傳輸速度可能需要 72 Gb/s)功率消耗的成長將更為可觀。未來網路的發展極可能不是被頻寬限制，而是被功率所限制，因此功率消耗也成為了網路發展所遇到的問題。在本章的功率消耗的計算的模型以及式子，皆是以[1]為基礎。

#### 6.2 網路的架構

現在的網路架構大概可以分為四個部份(見圖 6.2)：接入網路、城域網邊緣網路、視頻分配網路(video distribution network)、核心網路(core network)。

##### 接入網路

接入網路連接了光網路單元和邊緣乙太網路交換器(edge Ethernet switch)，現



今有多種不同的技術被使用在這裡 ex.以電纜線作為傳輸媒介的非對稱數位子載波線路(asymmetric digital subcarrier line)、混和光纖和電纜線作為傳輸媒介的光纖到節點(fiber to the node)、以光纖作為傳輸媒介的被動式光纖網路等。

非對稱數位子載波線路使用的傳輸媒介為電纜線，而電纜線的頻寬有其限制而且很容易就會使頻寬的滿載，因此造就了光纖通訊的興起。光纖到節點混合了電纜線光纖的傳輸，從交換器到數位子載波線路接入多工器(digital subcarrier line access multiplexer)是用以光纖為傳輸媒介，而數位子載波線路接入多工器到用戶端則是用電纜線傳輸。隨著通訊量的增加，光纖到節點和光纖網路的傳輸也從單一載波變成分波長多工的傳輸，因為網路的功率消耗跟傳輸速度有很大的關係，因此下面我們先看傳輸速度的部份。

每個用戶端下傳的總速度為  $A_T$ ：

$$A_T = A_I + A_C + A_{MC} \quad (6.1)$$

$A_I$  和  $A_C$  分為光網路單元在公共網路和視頻分配網路的速度，而  $A_{MC}$  為多重播送視頻(multicast video)的速度。而

$$A_I = \frac{A_P}{M} \quad (6.2)$$

$A_P$  為每個光網路單元的最快接觸速度(peak access rate)， $M$  為超額認證比率(oversubscription rate)：

$$M = \frac{\text{Peak access rate sold to user}}{\text{Capacity per user}} \quad (6.3)$$

超額認證比率為最快速度和預設速度的比率，網路的使用者並非隨時隨地都在使

用網路，因此當存在空間的頻寬時，網路業者利用了這空間的頻寬給予其他的使用者使用，令其他的用戶端可以得到比較快的速度。在模型裡，我們設  $M=25$ 。

而  $A_{MC}$ ：

$$A_{MC} = \frac{L_B}{N_{CO}} \quad (6.4)$$

$N_{CO}$  是局端所連接的光網路單元個數， $L_B$  則是回程(backhaul)從局端連接到城域網邊緣網路的個數。

#### 城域網邊緣網路

城域網邊緣網路是作為接入網路和核心網路的介面，包括邊緣乙太網路交換器、寬帶網路閘道器(broadband network gateway)或寬帶遠程接入伺服器(broadband remote access server)、供應邊緣路由器(provider edge router)。

邊緣乙太網路交換器會連接多個接入節點(access node)收集大量的資訊流量，然後上傳給兩個或是多個的寬帶網路閘道器或寬帶遠程接入伺服器，而這些設備會連接到多個供應邊緣路由器，而供應邊緣路由器連接到核心網路。

#### 視頻分配網路

視頻分配網路主要提供網路協議電視(Internet Protocol Television)的服務，而這些服務也可以從城域網邊緣網路和核心網路傳輸，但為了能夠提供好的服務品質，從圖 6.1 可以看出，視頻分配網路是從寬帶網路閘道器或供應邊緣路由器旁

通。

### 核心網路

核心網路主要包含大量的核心路由器並建立在主要的人口中心，這些路由器主要提供必要的傳輸路徑也會作為連接到鄰近核心節點的通道。而核心節點之間的連結傳輸主要是用容量的分波長多工系統來做傳輸連結。

### 6.3 網路模型

我們在這邊假設網路的各個部位所使用的儀器設備，以及接入網路的架構，以方便計算每個光網路單元在使用網路時所消耗的功率。

而在此之前，我們在此先介紹一個參數  $\alpha$ ， $\alpha$  為每年科技進步率(technology improvement rate per year)。路由器或交換器的容量和消耗功率跟  $\alpha$  之間的關係式為：

$$\frac{P_R}{C_R} = \frac{P_0}{C_0} (1 - \alpha)^t \quad (6.5)$$

$P_0$ 、 $C_0$  是現在路由器或交換器的容量和功率， $P_0/C_0$  則是設備傳輸每一位元所耗的能量；而  $P_R$ 、 $C_R$  在  $t$  年後的情況， $P_0/C_0$  即是估算  $t$  年後設備傳輸每一位元所耗的能量，Neilson 觀察過去 10 年的路由器或交換器的容量和功率消耗的關係，推算出  $\alpha \sim 0.2$  (實際上為  $0.1 \sim 0.2$ ) [17]。從過去的觀察網路的流通量每兩年成長一倍 [1]，所以現在的接觸速度(access rate)  $A_0$  和  $t$  年後的接觸速度  $A$  的關係式可表

成：

$$A = A_0 \beta^t \quad (6.6)$$

而  $\beta=1.42$ (網路的流通量每兩年成長一倍)。將(6.6)式轉換型態變成：

$$t = \frac{\ln\left(\frac{A}{A_0}\right)}{\ln \beta} \quad (6.7)$$

在模型中，我們假設  $A_1=100$  kb/s， $M=25$  也就是說  $A_p=2.5$  Mb/s，在最高接觸速度 VS. 功率消耗的曲線圖裡，我們用(6.7)式來估算出時間。

將(6.7)式代入(6.5)式可得：

$$\frac{P_R}{C_R} = \frac{P_0}{C_0} (1-\alpha) \frac{\ln\left(\frac{A}{A_0}\right)}{\ln \beta} \quad (6.8)$$

而在分波長多工傳輸系統的容量和消耗功率以及  $\alpha$  關係式為：

$$\frac{P_{WDM}}{C_{WDM}} = \frac{P_{0,WDM}}{C_{0,WDM}} \left( 0.1 + 0.9(1-\alpha) \frac{\ln\left(\frac{A}{A_0}\right)}{\ln \beta} \right) \quad (6.9)$$

接入網路的功率消耗

每個用戶端在接觸節點的能量消耗為  $P_a$ ：

$$P_a = P_{CPE} + \frac{P_{RN}}{N_{RN}} + \frac{2P_{CO}}{N_{CO}} \quad (6.10)$$

$P_{CEP}$  (CEP : customer premises equipment)是光網絡單元所消耗的功率 ex. 數據機 (modem)， $P_{RN}$ 、 $N_{RN}$  分別為遠處節點的功率和連結的光網絡單元的個數， $P_{CO}$ 、 $N_{CO}$  是局端的功率和連結的光網絡單元的個數，而在  $P_{CO}$  的係數 2 是因為需要使用冷卻系統以維持局端的正常運作。

接下來，將介紹幾種常見接入網路的技術。

非對稱數位子載波線路：通常非對稱數位子載波線路的下載速度會比上傳的速度來的快，在這個模型中，數位子載波線路接入多工器使用的是Alcatel Stinger FS+ DSL Access Concentrator[18]，能夠提供1008個光網絡單元，功率為1.7 kW。而光網絡單元使用的是D-Link DSL-502T modem[19]，功率為5W。雖然此技術在理論上最大的速度可以到24 Mb/s，但因為考慮傳輸長度和雜訊，所以在這裡假設最大的傳輸速度為15 Mb/s。

光纖到節點：VDSL2 line card 可以支援 16 個光網絡單元，遠處節點包含數位子載波線路接入多工器和光網絡單元，模型中遠處節點使用 NEC AM3160 multiservice access platform[22]，數位子載波線路接入多工器功率為 42 W，光網絡單元的功率為 5 W。VDSL2 的用戶端的速度可到 50 Mb/s，模型中使用 NEC VF200F6 VDSL modem[23]功率為 10 W，而模型中限制了一個光線路終端器最多可支援 8192 個用戶端，也就是說一個數位子載波線路接入多工器可支援 512 個用戶端

被動式光纖網路：模型中上、下傳的速度為非對稱，下傳速度為2.4 Gb/s，上傳速度為1.2 Gb/s。而模型中光線路終端器使用Hitachi 1220 OLT[20]，功率為1.34

kW，可以支援32個 G-PON，每個網路的光網路單元的分流比為32，所以光線路終端器總共可以支援1024的光網路單元。而光網路單元使用Wave7 ONT-G1000i ONU[21]，功率為5 W，速度最快可達1 Gb/s。

#### 城域網邊緣網路的功率消耗

每個光網路單元在這裡所消耗的功率為：

$$P_m = 2 \left( P_{ES} + 2A_l \left( \frac{P_{Gateway}}{C_{Gateway}} + \frac{P_{PEdge}}{C_{PEdge}} \right) \right) \quad (6.11)$$

$P_{ES}$  是乙太網路交換器的功率， $P_{Gateway}$  和  $P_{PEdge}$  分別是閘道路由器(gateway router)和供應邊緣路由器的功率， $C_{Gateway}$  和  $C_{PEdge}$  分別是閘道路由器和供應邊緣路由器的容量。第一個係數 2 是因為設備需要冷卻系統，第二個係數 2 是因為需要包含上傳的乙太網路交換器。

乙太網路交換器：Cisco Catalyst 6513 switch[24]，有 384 GE ports，功率為 3.21 kW，容量為 720 Gb/s。而  $P_{ES}$  可表示為：

$$P_{ES} = \frac{\left[ \frac{A_T N_{TU}}{1Gb/s} \right] + L_B + \frac{2A_T N_{TU}}{1Gb/s}}{384 \times N_{TU}} \times 3.21kW \quad (6.12)$$

閘道路由器：Cisco 10008 gateway router[24]，功率為 1.1 kW，容量為 8 Gb/s。

供應邊緣路由器：Cisco 12816 router[24]，功率為 4.21 kW，容量為 160 Gb/s。

#### 視頻分配網路的能量消耗

視頻分配網路所假設使用的設備為 Cisco 7613 router[24]，功率為 4.6 kW，

容量為 120 Gb/s，而每個光網絡單元在此所消耗的功率  $P_{VDN}$  可表示成：

$$P_{VDN} = 4 \times \frac{3A_C}{120Gb/s} \times 4.6kW \quad (6.13)$$

係數 4 是因為設備需要冷卻系統和一些其它的設備，而係數 3 是因為 3 個路由器需要經過 2 個 hops 傳輸，不過在本章後面的功率消耗曲線圖並不包含  $P_{VDN}$  的部份。

#### 核心網路的能量消耗

核心網路所假設使用的設備為 single-rack Cisco CRS-1 core router[24]，功率為 10.9 kW，容量為 640 Gb/s。而每個光網絡單元在此所消耗的功率  $P_C$  可表示成：

$$P_C = \frac{8A_I(H+1)}{640Gb/s} \times 10.9kW \quad (6.14)$$

H 為訊號平均經過核心節點的數量，而在這個模型中  $H=9$ ，而係數 8 是因為一般核心路由器的準備的數量會考慮到未來的網路流通量的成長，所以都會準備現行流通量最大值得兩倍。還有儀器設備也需要冷卻系統和一些其它設備所需的功率。

#### 傳輸系統(transport system)

城域網邊緣網路和核心路由器在城市之內的傳輸可以用特定的光傳作為傳輸媒介，距離大約以 80 公里為限，而當距離超過 80 公里的距離或城市與城市

之間的傳輸則是使用分波長多工傳輸系統。Network operator 可以決定提供路由器的路徑是短路徑(short reach)或是分波長多工傳輸系統。

#### 陸地上的分波長多工傳輸系統

使用 Fujitsu Flashwave 7700 WDM terminal system[25], 每 44 個頻道消耗 811 W, 每個頻道操作在 40 Gb/s。如果兩端傳輸的距離大於 100 公里, 需要中間線路放大器(intermediate line amplifier), 中間線路放大器每 44 個頻道消耗的功率為 622 W, 在這個模型中核心路由器之間平均距離為 1500 公里, 所以傳輸的兩端之間需要 14 個中間線路放大器。而每個用光網絡單元在此所消耗的功率  $P_{core\_terrest}$  為:

$$P_{core\_terrest} = 4 \left( \frac{A_r(1-U)}{40Gb/s} \right) \times \frac{H}{2} \times 235W \quad (6.15)$$

H 為訊號頻平均經過的核心節點, U 為訊號是由海底分波長多工傳輸的比率, 在這個模型的假設  $U=0.2$ , 235 W 是累計的消耗功率。

#### 海底的分波長多工傳輸系統

現行的海底纜線使用四光纖對(four fiber pairs)[26], 可以提供 64 個波長操作在 10 Gb/s。每 50 公里的傳輸距離需要一中繼器(repeater), 每個中繼器消耗的功率是 40 W, 而在傳輸的兩端所使用的儀器很像陸地的分波長多工傳輸系統, 但是包含一個特別的轉頻器, 而消耗功率為 9 kW, 而在這個模型中傳輸兩端的距離為 8000 公里。每個光網絡單元在此所消耗的功率  $P_{undersea}$  為:



$$P_{undersea} = 4 \left( \frac{A_I U}{10Gb/s} \right) \times H \times 280W \quad (6.16)$$

在係數 4 其中的 2 是因為分波長多工傳輸系統考慮到未來的網路成長，所以一般都準備現行所需流通量的 2 倍，而另外的係數 2 是需要其他的設備。

在第五章的實驗架構中，光網路單元的部分裝置了兩台摻鉍光纖放大器，在實際上我們不可能將兩台摻鉍光纖放大器和雙平行馬赫曾德爾調變器做成模組，而如果改以半導體光放大器做成模組的可行性比較大，因此計算上改以 CIP 的半導體光放大[4]作為參數。另外，現在並沒有針對長距離被動式光纖網路的局端設備，因此在計算上我們以被動式光纖網路的模型為基礎已計算功率。

## 6.4 結果

我們首先以接入網路為被動式光纖網路的情況作為例子如圖 6.3 所示，在這個例子我們設定  $M=25$ ， $\alpha=0.1$ ，紅色是傳輸系統的功率曲線，綠色是城域網邊緣網路的功率曲線，而紫色是核心網路的功率曲線，青藍色是被動式光纖網路的功率曲線，而最後將上面的曲線相加就是每個用戶端的整體的消耗功率。從圖 6.2 可以看到，在低速時接入網路的消耗功率佔整體的消耗功率超過 90%；當  $A_p=100$  Mb/s，城域網邊緣網路佔整體消耗的 30%，而分波長多工佔了 4.5%。

而圖 6.4(a)、6.4(b)是在  $M=25$  的情況下，以不同的  $\alpha$  所畫的每個用戶端的整體的消耗功率和傳輸每個位元(bit)所消耗的功率。從圖 6.4(a)可以看出當最高接入速度到 1 Gb/s 時， $\alpha=0$  時消耗的功率會到 100 W， $\alpha=0.05$  為 47.5 W， $\alpha=0.1$  時

為 24 W，而  $\alpha=0.2$  時為 10.8 W。從上面可以看出隨著  $\alpha$  的增加，功率消耗增加的幅度也越小，而在圖 6.4(b)也呈現了同樣的趨勢。

我們以第五章所提出的架構比較了非對稱數位子載波線路、光纖到節點、被動式光纖網路的功率消耗曲線如圖 6.5(a)。從圖 6.5(a)可以看出光纖到節點的功率消耗最大而非對稱數位子載波線路其次，光纖到節點和非對稱數位子載波線路的速限只分別到 50 Mb/s 和 15 Mb/s，因此曲線圖也只畫到速限所在速度。而我們所提出的架構一個波長的分流比可以到 512，而被動式光纖網路一個波長的分流比為 32，所以光網絡單元在接入網路為長距離被動式光纖網路的情況下的功率消耗比較小，整體的功率消耗也比較小。



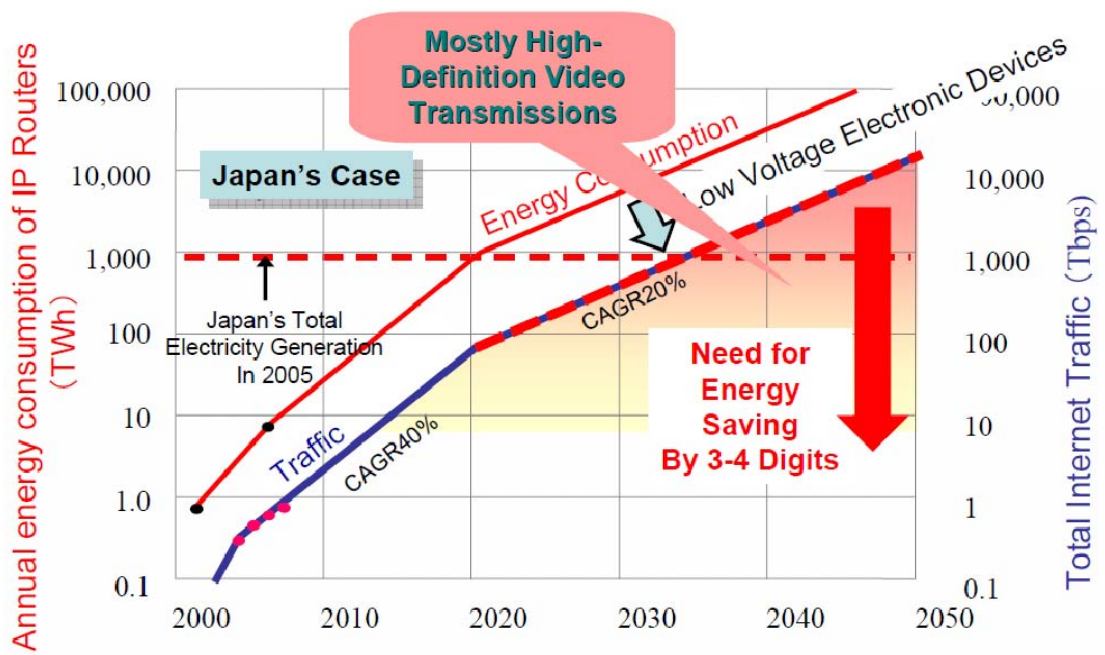


圖 6.1 日本路由器消耗功率預測圖[16]

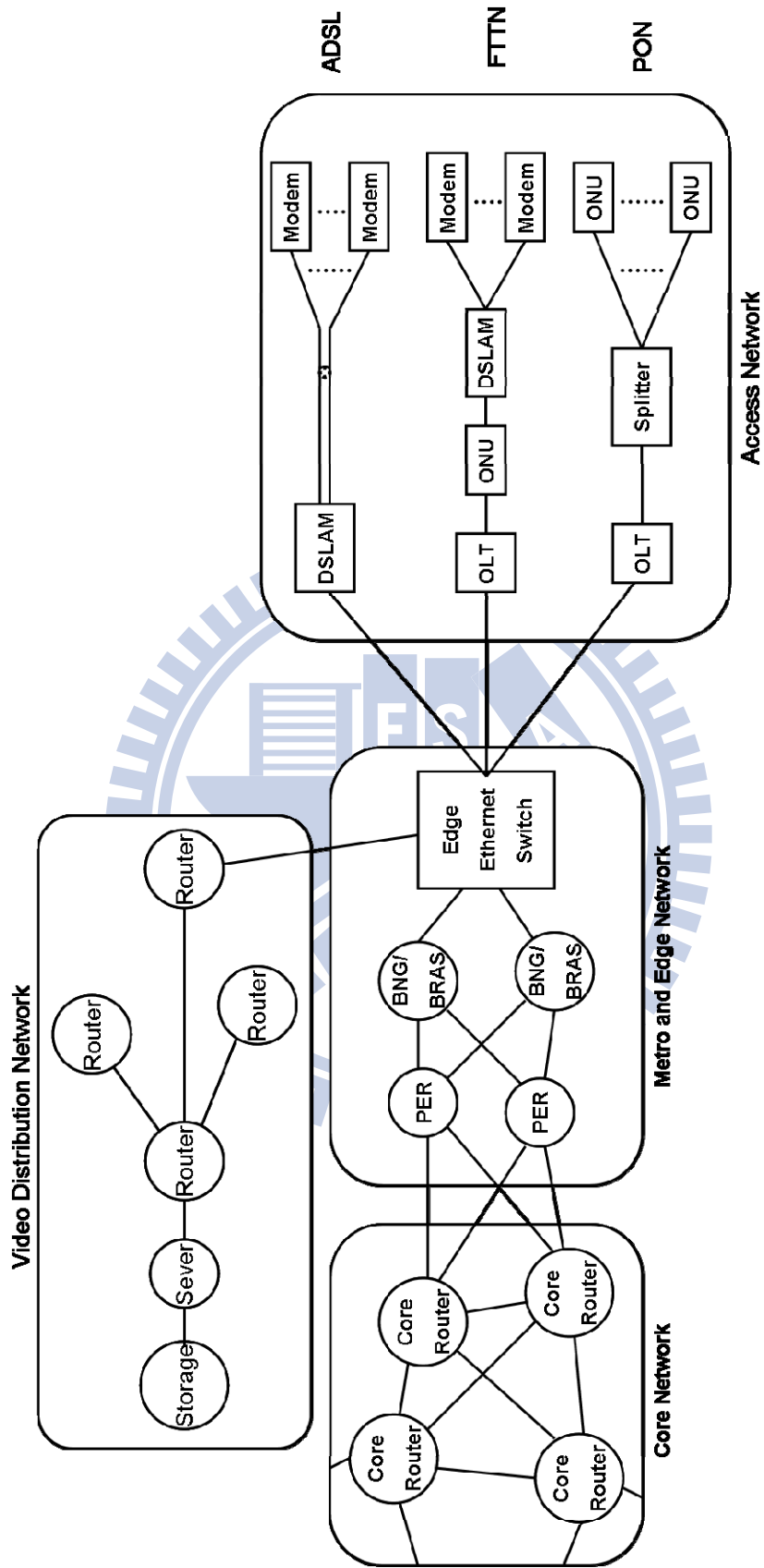


圖 6.2 現在的網際網路架構圖

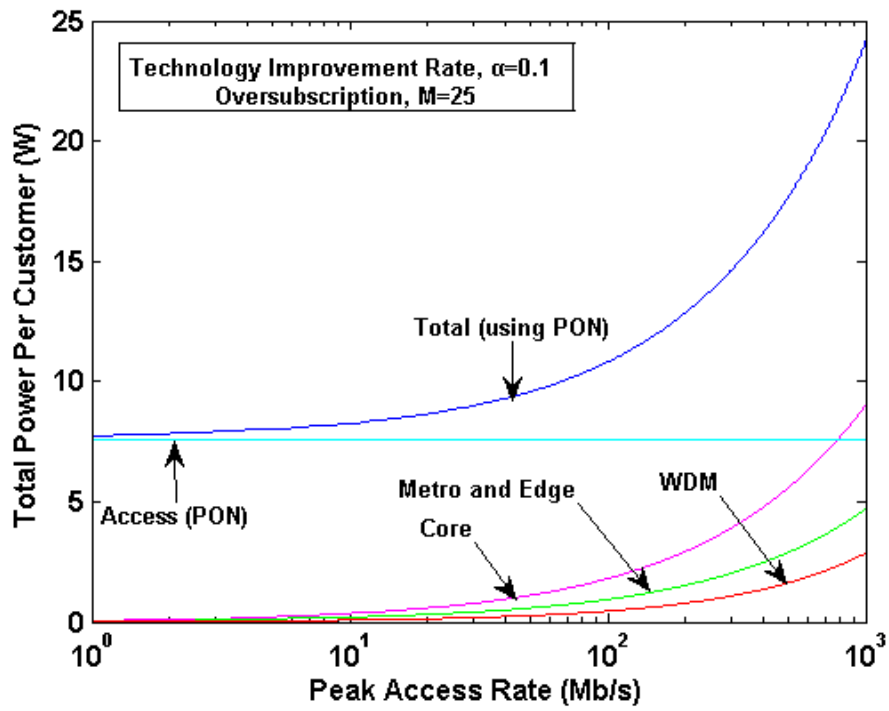


圖 6.3 以被動式光纖網路為例子，用戶端總功率和  $A_p$  關係圖

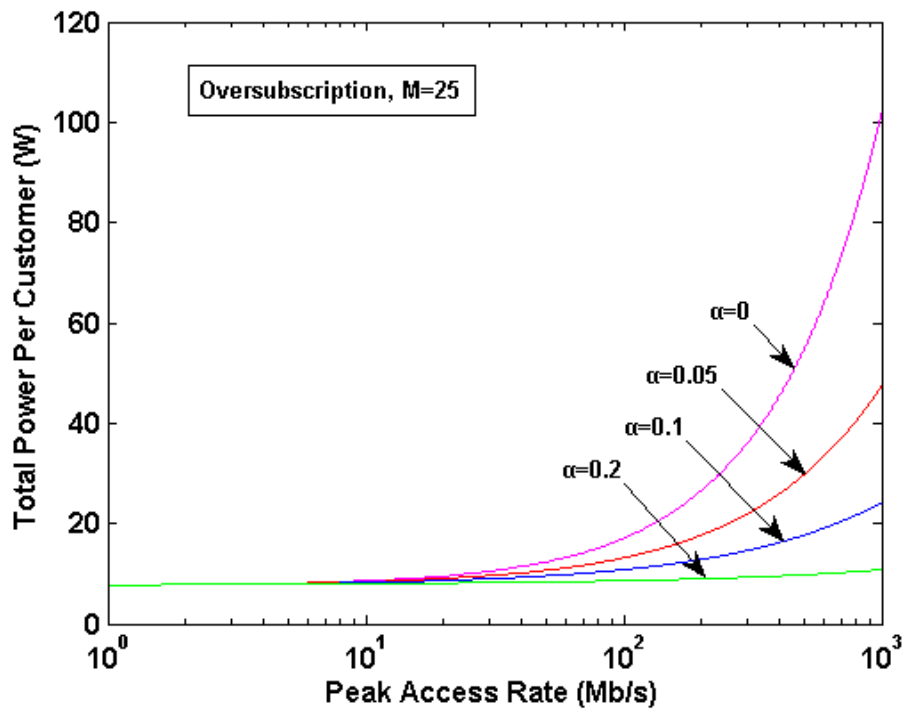


圖 6.4(a) 不同  $\alpha$  情況下用戶端總功率和  $A_p$  曲線圖

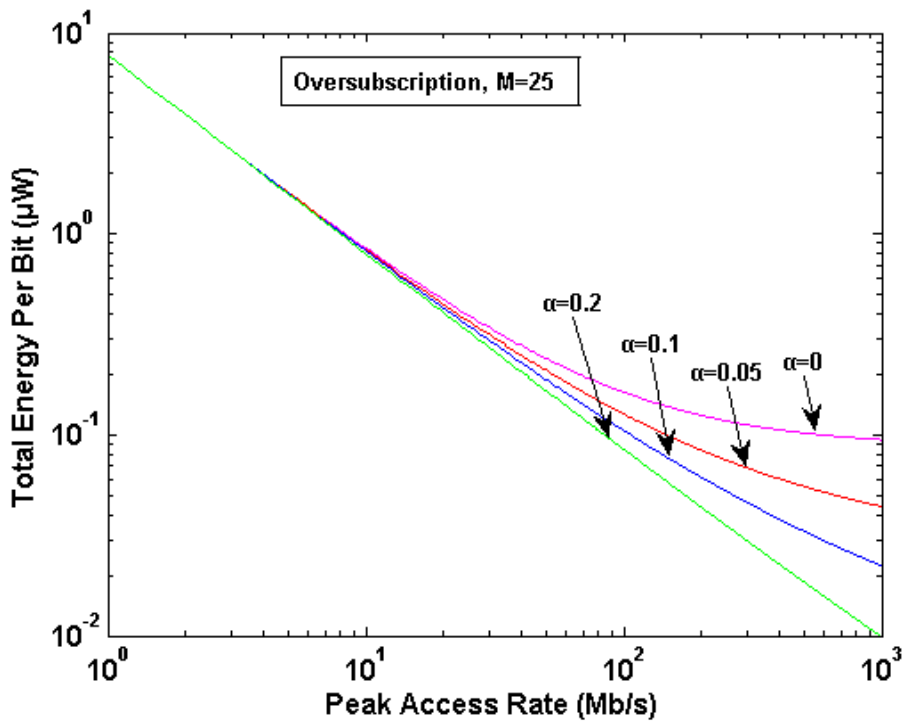


圖 6.4(b) 不同  $\alpha$  情況下傳輸每一位元消耗功率和  $A_p$  曲線圖

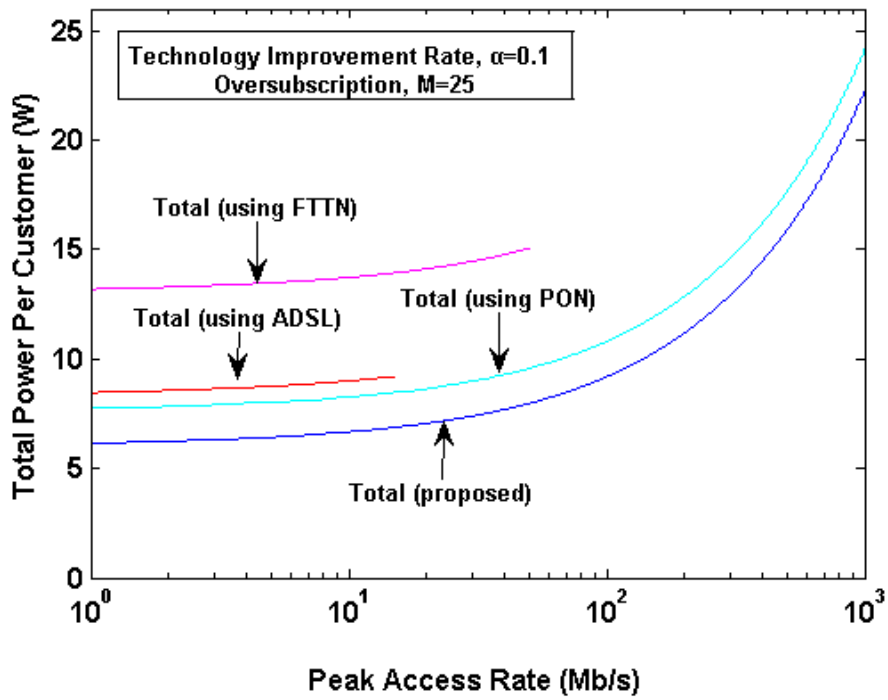


圖 6.5(a) 不同接入網路技術下，用戶端總功率和  $A_p$  關係圖

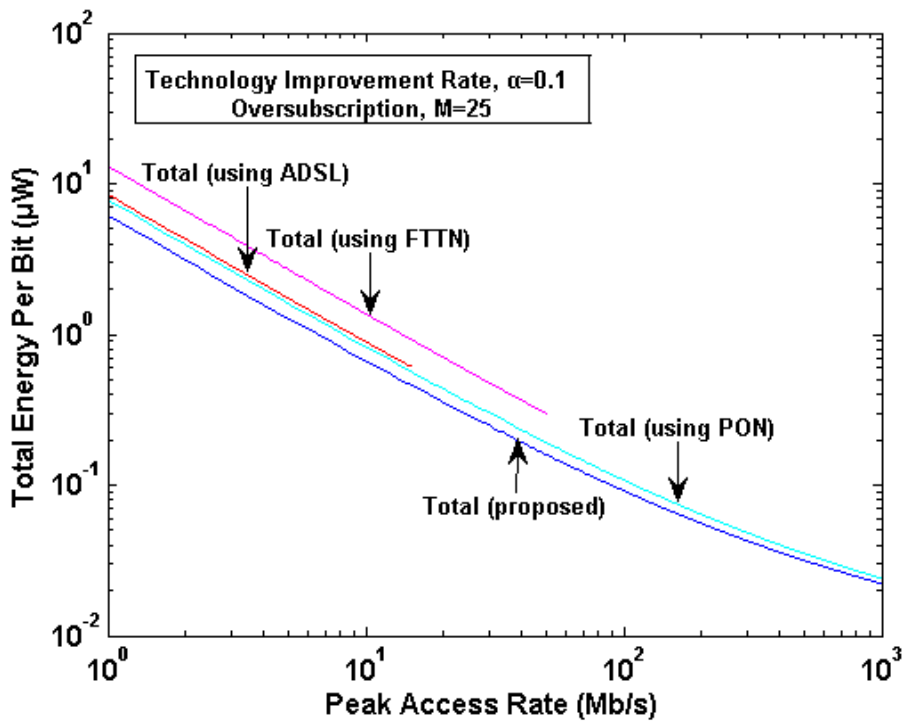


圖 6.5(a) 不同接入網路技術下，傳輸每一位元消耗功率和  $A_p$  關係圖

	$P_{TU}$ (kW)	$N_{TU}$	$P_{RN}$ (W)	$N_{RN}$	$P_{CEP}$ (W)
ADSL	1.7[18]	1008[18]	0	N/A	5[19]
FTTN	1.34[20]	8192[20]	47[22]	16[22]	10[23]
PON	1.34[20]	1024[20]	0	N/A	5[21]
Our proposed	1.34[20]	8704[20]	0	N/A	5.9

表 6.1 接入網路的參數

	Ethernet switches	Gateway routers	Provider edge routers	Core router	Terrestrial WDM systems	intermediate line amplifier	Undersea WDM systems	repeater
Power (kW)	3.21[24]	1.1[24]	4.21[24]	10.9[24]	0.811	0.622	9	0.04
Capacity (Gb/s)	720[24]	8[24]	160[24]	640[24]	N/A	N/A	N/A	N/A

表 6.2 其它的參數





## 第七章

### 使用雙邊帶和單邊帶以子載波多工產生

### 100Gb/s 正交分頻多工訊號的研究

#### 7.1 前言

正交分頻多工將單一載波分割成多個子載波(subcarrier)，使每個子載波的頻寬變小，而色散(dispersion)係數正比於頻寬的平方，因此比起單一載波，正交分頻多工對於光纖色散、極化態色散(polarization mode dispersion)有比較耗容忍度，而許多的研究證明了這些特性[29],[30]。而正交分頻多工也可以藉由使用M-正交幅度調變進而提高頻譜效率。

在本章裡，我們使用子載波多工的方法產生 100 Gb/s 的正交分頻多工訊號，總共使用了 10 個頻道，每個頻道的速度為 10 Gb/s，訊號的調變方式是使用 16-正交幅度調變，亦即每個頻道的頻寬為 2.5 GHz。

#### 7.2 實驗架構和模擬

在這個實驗裡，因受限於儀器設備的關係，因此我們只做了基頻(base channel)的實驗，其它的頻道我們利用模擬(VPI Transmission Maker Ver.7.5)來完成。

圖 7.1(a)是我們所提出的產生 100 Gb/s 正交分頻多工訊號的架構，在光線路終端器裡 10 個頻道的 VPI 內建的模組產生 100 Gb/s 的訊號，每個正交分頻多工

頻道包含 128 個子載波，每個子載波的調變格式為 16-正交幅度調變。訊號和射頻弦波經過混和器後產生雙邊帶訊號，為了產生單邊帶訊號以和雙邊帶訊號比較，因此我們在混和器後裝置了一個帶通濾波器(band pass filter)，以濾掉其中一個邊帶。

圖 7.1(b)分別是雙邊帶和單邊帶的射頻頻譜，雙邊帶總共佔 66.5 GHz，而單邊帶佔了 30 GHz。正交分頻多工訊號經由馬赫曾德爾調變器將訊號載到雷射上，並經由光纖傳送到光網絡單元，經過光二極體接收轉成電訊號並降頻(down-convert)後，由各個頻道個接收器接收訊號。在這個架構的光纖是 25 公里單模光纖和 4 公里色散補償光纖(dispersion compensating fiber)組成，每個頻道 Rx 前端都裝置了低通濾波器(low pass filter)，以濾出原頻道的訊號。

### 7.3 結果與討論

首先，圖 7.2 是基頻的實驗和模擬的結果，從圖可以看出不管是背靠背(backto back)或是有經過光纖傳輸，其結果的趨勢是符合的。圖 7.3 是保護帶(guard band)(每個頻道中心頻率的距離)和誤碼率關係曲線，而保護帶在單邊帶為 2.75 GHz 而雙邊帶為 6.68 GHz，但在實際的模擬裡分別選擇 3 GHz 和 7 GHz。

圖 7.4(a)、7.4(b)分別為單邊帶和雙邊帶的誤碼率曲線，從圖 7.4(a)可以看出 10 個頻道都可以到達無錯，但由於經由升頻(up-convert)的頻道為了產生單邊帶訊號，使用帶通濾波器將一半的訊號濾掉，因此基頻有比較好的誤碼率曲線。而

在圖 7.4(b)裡頻道 8、9、10，由於頻率太高了，因此誤碼率曲線不如其它的頻道來的好，甚至頻道 10 無法到達無錯。

從上面的結果來看，可以看出在架構裡單邊帶有比雙邊帶來的好的頻譜效率，在整個系統裡的表現(performance)也較好。

## 7.4 結論與未來工作

長距離被動式光纖網路能夠支援比被動式光纖網路大範圍的光網絡單元，而為了支援這些高分流比光網絡單元的資訊流通量，因此長距離被動式光纖網路的速度必須快速。

在第二章，我們介紹了數種已被提出的長距離被動式光纖網路，而在第三章，介紹了我們所提出減少雷利背向散射干擾的方法，並做數學式上的推導輔助了解載波抑制單邊帶不歸零的調變。

在第四章，我們分析了載波雷利背向散射和訊號雷利背向散射分別對於不歸零訊號和載波抑制單邊帶不歸零訊號的影響，從結果可以看出載波抑制單邊帶不歸零調變可以大幅減少雷利背向散射對於訊號的影響，並且在這章提出第一種架構的長距離被動式光纖網路，而這個架構只提及上傳的部份，速度為 2.5 Gb/s。架構一在 75 公里的傳輸距離下，載波抑制單邊帶不歸零調變的分流比可以到 64，而不歸零調變在分流比為 0 的情況下無法達到無錯；在 25 公里的傳輸距離下載波抑制單邊帶不歸零調變分流比可以到 512，而不歸零調變在分流比為 32

的情況下無法達到無錯。

在第五章，我們提出了第二種架構的長距離被動式光纖網路，這個架構利用 17 個作為上傳的頻道，17 個頻道做為下傳的頻道，中間用 6 個頻道做為分隔。上傳的速度為 2.5 Gb/s，下傳的速度為 10 Gb/s。在傳輸距離為 100 公里的情況下，下傳之分流比可以達到 512，而當上傳載波抑制單邊帶不歸零調變下分流比可以到 512，而在不歸零調變在分流比為 64 的情況下，無法達到無錯。

在第六章，我們計算了使用各種接入網路技術的一個光網路單元的功率消耗，光纖到節點是最耗能，而長距離被動光纖網路的消耗功率大約只有光纖到節點的一半。

在本章(即第七章)，我們提出使用子載波多工產生 100 Gb/s 的方法，這個方法在訊號為單邊帶的時候全頻道可以達到無錯；而在訊號為雙邊帶時頻率較高的四頻道無法達到無錯。

在未來可以嘗試使用其它的高等調變格式，以增加訊號對於雜訊的容忍度或訊號容量。

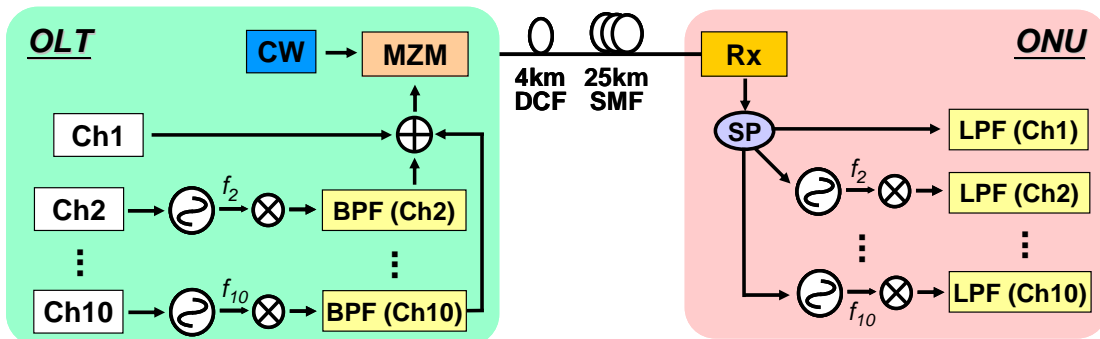


圖 7.1(a) 100 Gb/s 架構圖

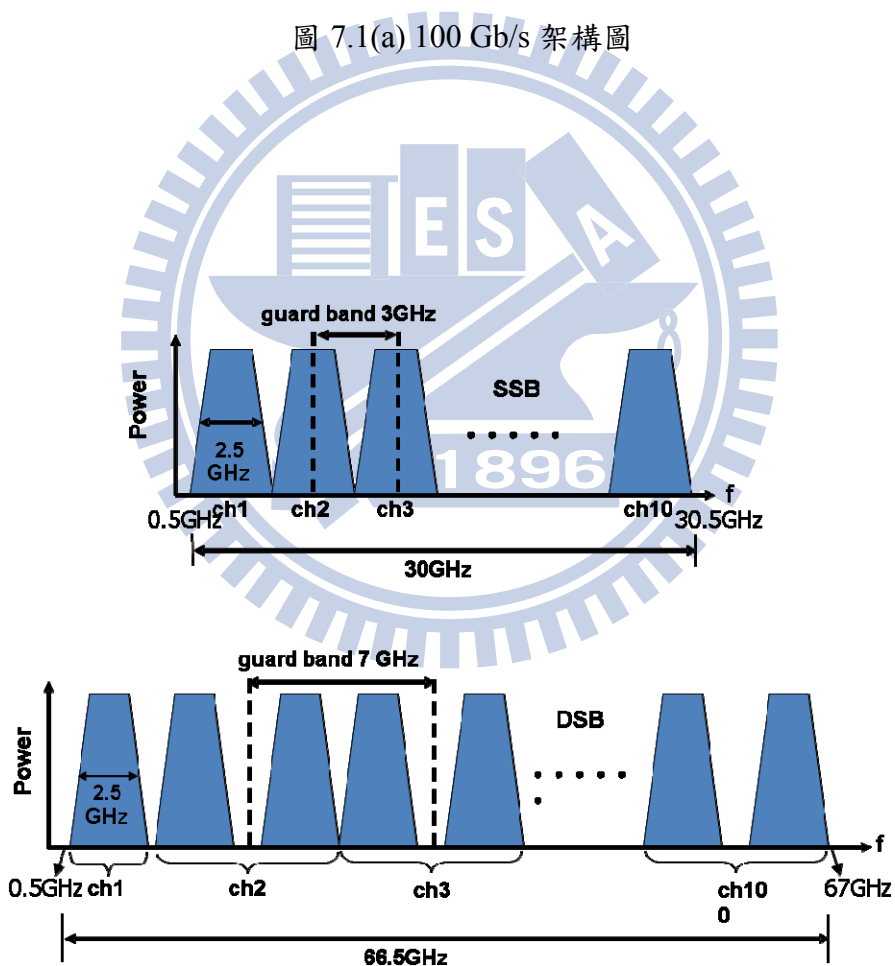


圖 7.1(b) 雙邊帶和單邊帶的射頻頻譜

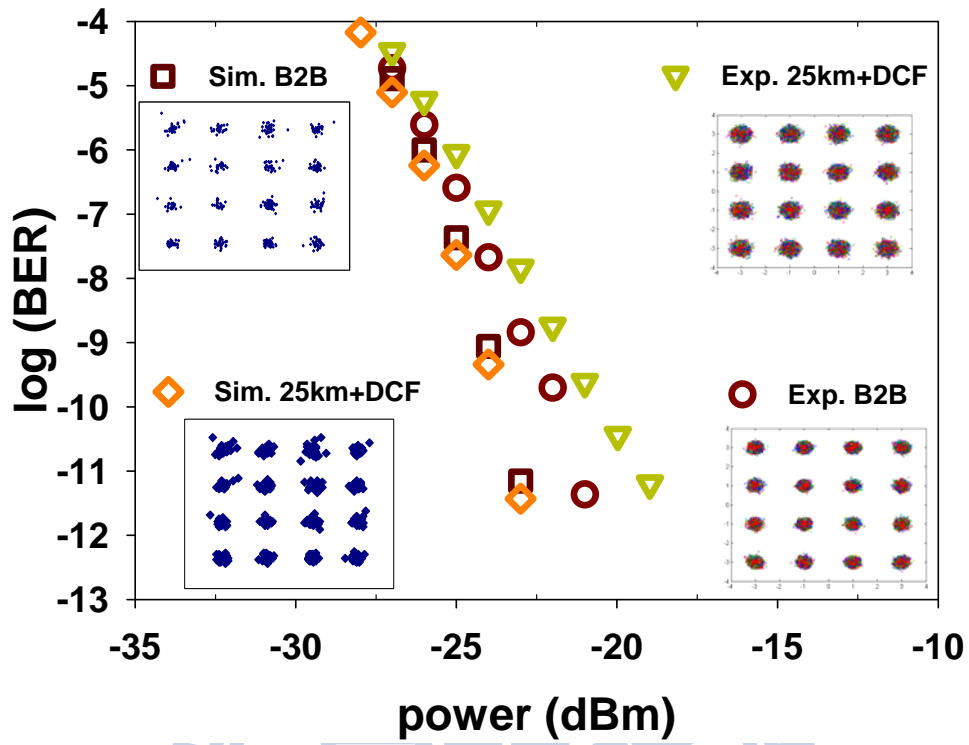


圖 7.2 基頻實驗和模擬的對照曲線圖

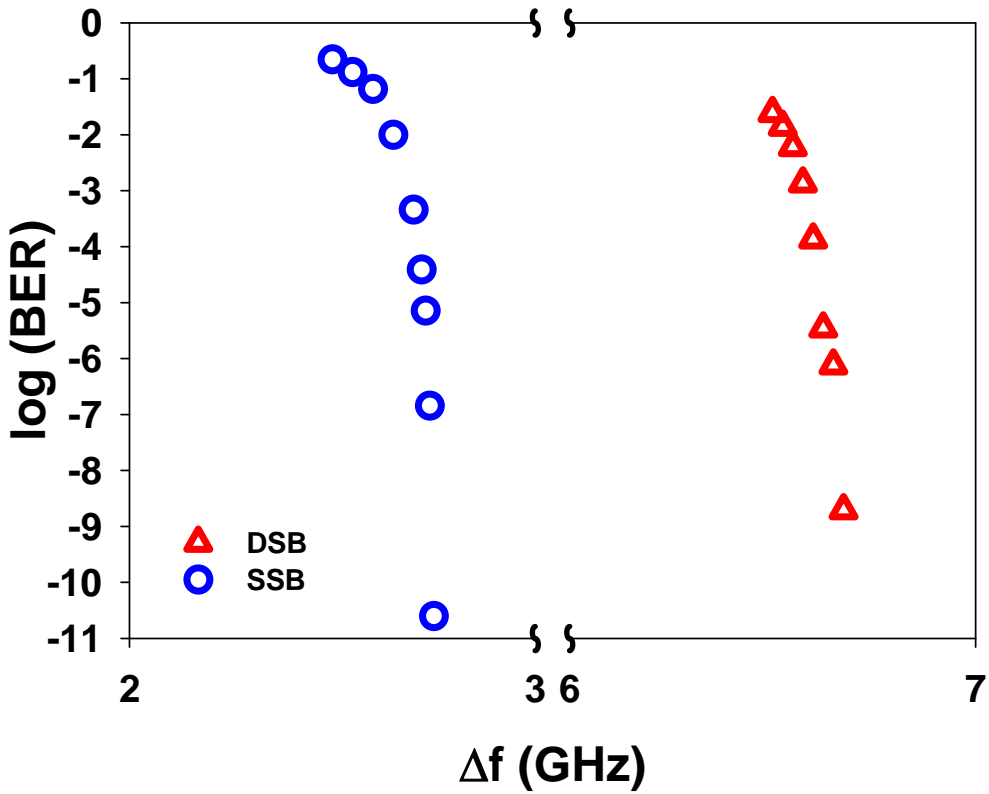


圖 7.3  $\Delta f$  VS. 誤碼率曲線圖

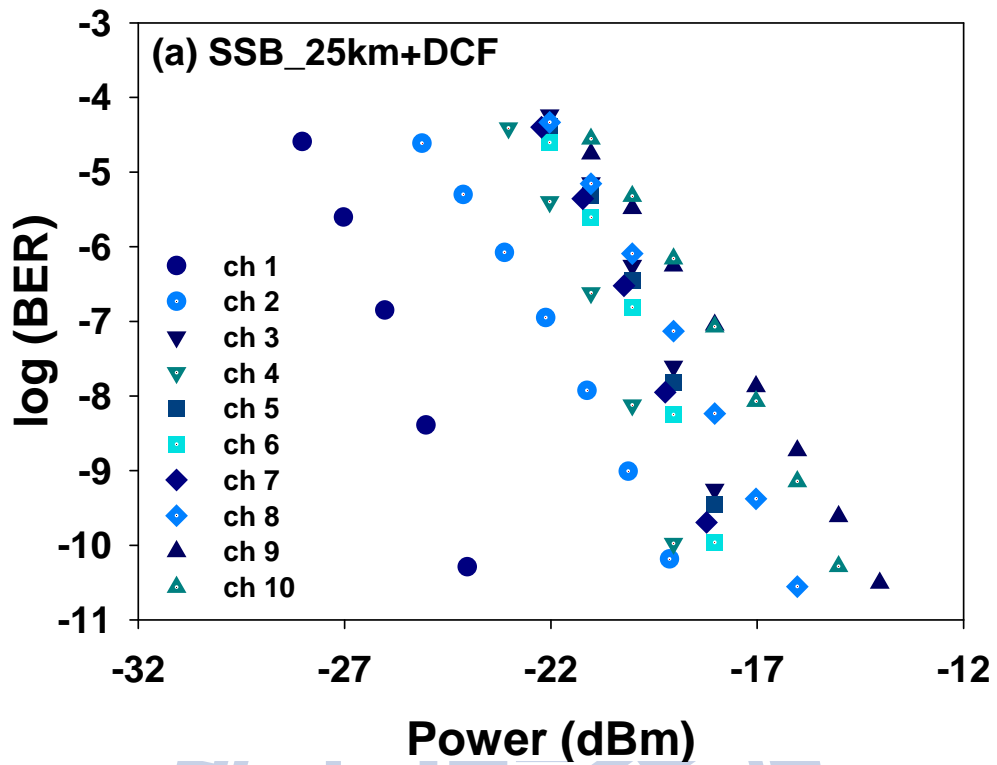


圖 7.4(a) 使用單邊帶的子載波多工訊號的誤碼率曲線

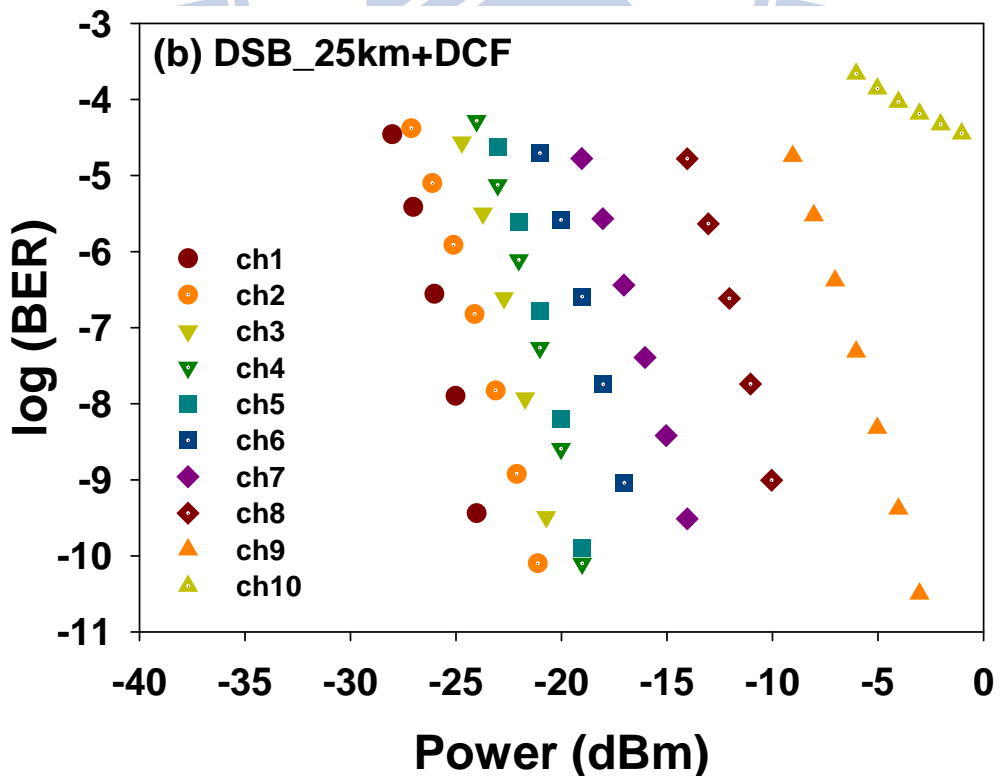


圖 7.4(b) 使用雙邊帶的子載波多工訊號的誤碼率曲線

## 參 考 文 獻

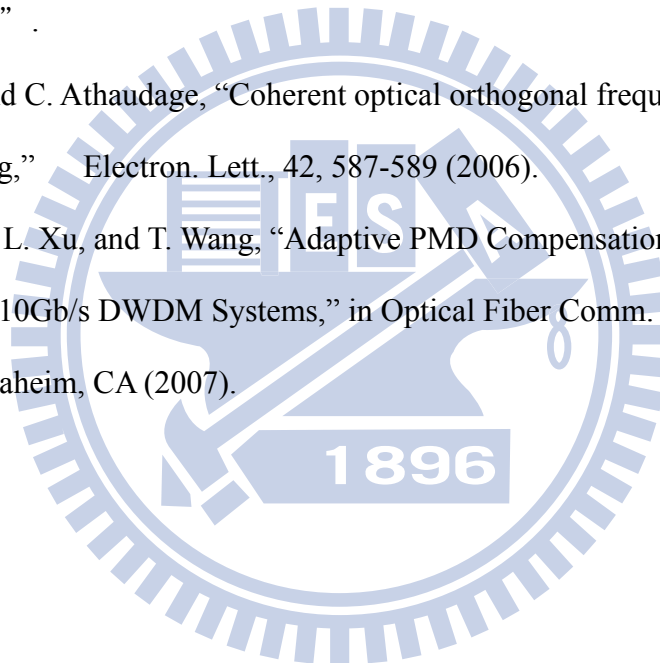
- [1] J. Baliga, R. Ayre, K. Hinton, W. V. Sorin, R. S. Tucker, "Energy Consumption in Optical IP Networks," JLT, VOL. 27, NO. 13, JULY 1, 2009.
- [2] <http://www.nhk.or.jp/>
- [3] S. Hornung, D. Payne, R. Davey, "A new architecture for optical networking,"
- [4] <http://www.ciphotonics.com/>
- [5] R. P. Davey, P. Healey, I. Hope, P. Watkinson, D. B. Payne, O. Marmur, J. Ruhmann, and Y. Zuiderveld, "DWDM Reach Extension of a GPON to 135 km" Proc. OFC'05, Mar. 2005.
- [6] P. Ossieur, C. Antony, A. Naughton, A. Clarke, P. D. Townsend, H.G. Krimmel, T. De Ridder, X.Z. Qiu, C. Melange, A. Borghesani, D. Moodie, A. Poustie, R. Wyatt, B. Harmon, I. Lealman, G. Maxwell, D. Rogers, D. W. Smith, "A symmetric 320Gb/s capable, 100km extended reach hybrid DWDM-TDMA PON," OFC'10, Paper NWB1.
- [7] C. Antony, P. Ossieur, A. Clarke, A. Naughton, H.G. Krimmel, Y. Chang, A. Borghesani, D. Moodie, A. Poustie, R. Wyatt, B. Harmon, I. Lealman, G. Maxwell, D. Rogers, D. W. Smith, D. Nasset, R. P. Davey, P.D. Townsend, "Demonstration of a Carrier Distributed, 8192-Split Hybrid DWDM-TDMA PON over 124km Field-Installed Fibers," OFC'10, Postdeadline Paper, PDPD8
- [8] H. H. Lee, K. C. Reichmann, P. P. Iannone, X. Zhou, and B. Pálsdóttir, "A hybrid-amplified PON with 75-nm downstream bandwidth, 60 km reach, 1:64 split, and multiple video services," Proc. OFC'07, Paper OWL2.
- [9] C. W. Chow, C. H. Yeh, Y. T. Li, C. H. Wang, F. Y. Shih, Y. M. Lin, C. L. Pan and S. Chi, "Demonstration of High Spectral Efficient Long Reach Passive Optical



Networks using OFDM-QAM,” Conference on Lasers and Electro-Optics (CLEO), Postdeadline Paper, CPDB7, San Jose, USA, 2008.

- [10] I. T. Monroy, F. Öhman, K. Yvind, R. Kjaer, C. Peucheret, A. M. J. Koonen, and P. Jeppesen, “85 km Long Reach PON System Using a Reflective SOA-EA Modulator and Distributed Raman Fiber Amplification,” Proc. Lasers and Electro-Optics Society, (LEOS 2006), 2006.
- [11] M. Rasztoivits-Wiech, A. Stadler, S. Gianordoli, K. Kloppe, “10/2.5Gbps demonstration in extra-large PON prototype,” Proc. ECOC’07, Paper We 8.4.2
- [12] J. Prat, et al “Results from EU Project SARDANA on 10G extended reach WDM PONs,” OFC’ 10, OThG5.
- [13] M. T. Abuelma’atti, “Large signal analysis of the Mach-Zehnder modulator with variable bias,” Proc. Natl. Sci. Counc. ROC(A), vol. 25, pp. 254-258, 2001.
- [14] G. Talli, C. W. Chow, E. K. MacHale, and P. D. Townsend, “Rayleigh noise mitigation in long-reach hybrid DWDM-TDM PONs,” J. Opt. Netw., vol. 6, pp. 765-776, 2007.
- [15] J. Prat, M. Omella, V. Polo, “Wavelength shifting for colorless ONUs in single-fiber WDM-PONs,” OFC’07, Paper OTuG6.
- [16] T. Asami and S. Namiki, “Energy Consumption Targets for Network Systems” ECOC 2008, Tu.4.A.3, in Brussels, Belgium, Spet. 23, 2008
- [17] D. T. Neilson, “Photonics for switching and routing,” IEEE J. Sel. Topics Quantum Electron., vol. 12, no. 4, pp. 669–678, Jul./Aug. 2006.
- [18] Alcatel-Lucent Data Sheets, [Online]. Available: <http://www.alcatellucent.com>
- [19] D-Link Data Sheets, [Online]. Available: <http://www.dlink.com.au>
- [20] Hitachi Data Sheets, [Online]. Available: <http://www.hitachi.com>
- [21] Wave7 Data Sheets, [Online]. Available: <http://www.wave7optics.com>
- [22] NEC Australia Data Sheets, [Online]. Available: <http://www.nec.com.au>

- [23] NEC Japan Data Sheets, [Online]. Available: <http://www.nec.co.jp>
- [24] Cisco Data Sheets, [Online]. Available: <http://www.cisco.com>
- [25] Fujitsu Data Sheets, [Online]. Available: <http://www.fujitsu.com>
- [26] Tyco Telecomms, [Online]. Available: <http://www.tycotelecom.com>
- [27] G. Talli, C. W. Chow, E. K. MacHale, and P. D. Townsend, "Rayleigh noise mitigation in long-reach hybrid DWDM-TDM PONs," *J. Opt. Netw.*, vol. 6, pp. 765-776, 2007.
- [28] I. P. Chochliouros, G. A. Heiotis, "Optical Access Networks and Advanced Photonics," .
- [29] W. Shieh and C. Athaudage, "Coherent optical orthogonal frequency division multiplexing," *Electron. Lett.*, 42, 587-589 (2006).
- [30] N. Cvijetic, L. Xu, and T. Wang, "Adaptive PMD Compensation using OFDM in Long-Haul 10Gb/s DWDM Systems," in *Optical Fiber Comm. Conf.*, Paper OTuA5, Anaheim, CA (2007).



## 著作列表

### 期刊

- [1] C. W. Chow, C. H. Yeh, C. H. Wang,, **C. L. Wu**, S. Chi, and Chinlon Lin, “Studies of OFDM Signal for Broadband Optical Access Networks,” JSAC, VOL. 28, NO. 6, August 2010
- [2] C. H. Wang, C. W. Chow, C. H. Yeh, **C. L. Wu**, S. Chi, Chinlon Lin, “Rayleigh Noise Mitigation Using Single Sideband Modulation Generated by a Dual-parallel MZM for Carrier Distributed PON,” PTL, Vol. 22, NO. 11, June 1, 2010
- [3] C. W. Chow, C. H. Yeh, **C. L. Wu**, Chinlon Lin, “Mitigation of Rayleigh Backscattering Noises in DWDM Long-reach PONs using Colorless ONUs” JLT, submitted.

### 研討會：

- [1] **C. L. Wu**, C. H. Wang, C. W. Chow, C. H. Yeh, S. Chi, “Studies of DSB and SSB subcarrier Multiplexing for 100Gb/s OFDM Signal,” OPT’09.
- [2] C. W. Chow, C. H. Yeh, Y. F. Liu, C. H. Wang, **C. L. Wu**, S. Chi, “Carrier Distributed PON Using SSB-CS Signal for Rayleigh Backscattering Suppression,” OECC 2010