

國立交通大學

電子工程學系 電子研究所碩士班

碩士論文

一個 2.5Gb/s 可控制雷射光亮暗功率比
之雷射二極體光驅動電路



A 2.5Gb/s CMOS Burst Model Laser Driver
with Extinction Ratio Control

研究 生:陳建文

Jian-Wen Chen

指導教授:陳巍仁 教授

Prof. Wei-Zen Chen

中華民國九十四年十二月

一個 2.5 Gb/s 可控制雷射光亮暗功率比之
雷射二極體光驅動電路

**A 2.5Gb/s CMOS Burst Mode Laser Driver with
Extinction Ratio Control**

研究生 : 陳建文

Student : Jian-Wen Chen

指導教授 : 陳巍仁 教授

Advisor : Prof. Wei-Zen Chen



A Thesis

Submitted to Department of Electronics Engineering & Institute of Electronics

College of Electrical Engineering and Computer Science

National Chiao Tung University

In partial Fulfillment of the Requirements

for the Degree of

Master of Science

In

Electronic Engineering & Institute of Electronics

December 2005

Hsin-Chu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十四年十二月

一個 2.5 Gb/s 可控制雷射光亮暗功率比之 雷射二極體驅動電路

研究生:陳建文

指導教授:陳巍仁 教授

國立交通大學

電子工程學系 電子研究所碩士班

摘要

由於在光通訊系統對資料頻寬的需求量與日俱增，所以發展出了乙太被動光纖網路這種全新的技術去解決未來對於資料傳輸能力的需求。乙太被動光纖網路單元除了可以提供 Gbps 的資料速度去符合多媒體的傳輸外，它也改良了以往光纖通訊點對點的資料傳送方式，而改採點對多點的傳送方式來避免光纖使用上的浪費。而此篇論文的脈衝式雷射二極體驅動電路則是應用在乙太被動光纖網路的傳送端部份。

在這一篇論文中，我們提出一可以控制雷射光亮暗功率比的脈衝式雷射二極體驅動電路，它改善了以往單迴路功率控制的缺點，而改採一雙迴路功率控制的機制來實現脈衝式雷射二極體驅動電路，藉由此一功率控制的方法，雷射二極體輸出代表資訊一和代表資訊零的發光功率比在溫度變化後可以被精確控制，除了此為一新架構外，在電路的實現中，為了可以使功率控制可以能夠有快速鎖定的效果，我們引入了雙頻帶的切換動作，目的是可以使功率控制在寬頻帶可以有快速鎖定的效果，而在窄頻帶可以有高準確度的效應，最後，至於在光量測上由於電流驅動雷射二極體的開啟和關閉的驅動能力不同，因此在光量測上可能造成輸出的眼圖不對稱的效應，為了解決此一問題，我們在前置放

大器中引入了前置失真的技巧來消除光量測上眼圖不對稱的問題。

在論文中我們所實現的雷射二極體驅動電路以著 tsmc018 的製程來完成設計，預計資料速度為 2.5Gb/s，可驅動的調變電流和偏壓電流約為 70 毫安培。至於電路的細節部份我一一描述如下。



A 2.5Gb/s CMOS Burst Mode Laser Driver with Extinction Ratio Control

Student : Jian-Wen Chen

Advisor : Prof. Wei-Zen Chen

Department of Electronics Engineering & Institute of Electronics

National Chiao-Tung University

Abstract

With the increasing demands at data bandwidth in optical system, a novel Ethernet optical network (EPON) was developed to overcome the demands for data transmission ability. The Ethernet optical network (EPON) can offer Gbps data rate to correspond to multi-media communication. Besides, it was adopted point to multipoint optical network structure to avoid a large of optical fiber's use in point to point optical network structure as presented before. In Thesis a burst-mode laser driver is applied in the Ethernet optical network (EPON) as transmitter.

In thesis, we presented a burst-mode laser driver with automatic extinction ratio control. It improved single-loop-automatic power control method's drawbacks, and used a novel dual-loop-automatic-power control method to realize the burst-mode laser driver. With the novel control method, laser diode's optical power ratio for representing data 1 and data 0 can be controlled exactly in different temperature. Besides a novel structure, in circuit design, in order to have a fast power locking speed we included a dual-band switch. The aim is to utilize that wide band case has fast power

locking speed, and narrow band case has high exact ER control ability. Finally, as for optical testing aspect, laser's current driving ability is different for turning on and turning off case, and then it might cause optical eye diagram to be dissymmetrical. So, for canceling this problem, we also included a pre-distortion skill to get a symmetrical eye diagram in pre-driver stage.

This work was fabricated in 0.18um CMOS process, and delivers a 1mA to 70mA modulation current as well as 1mA to 70mA bias current. As for circuit design detail, I describe it as below.



誌謝

首先要感謝指導教授陳巍仁教授這兩年多來對我在研究上有迷惑時能給予我有所協助，由於老師對自己的領域專業的經驗，讓我在完成了兩年的研究所課程後得到了不少珍貴的經驗。也感謝口試委員們撥空來參加口試，以及所提供之一些寶貴的意見使我的論文能夠更完整。

接著要感謝在研究所期間常常給予我研究上幫助的實驗室學長們瑞銘、冠勝、小白、宗霖、家華、大新、騰毅、洪濤、偉茗、正亮等，當然還包含了 307 實驗室的學長姊們，感謝他們在這兩多的期間，讓我在這研究所的生活上受益良多。跟著是兩年中和我一起打拚的同學們，小幾九、台祐、岱原、宗熙、諭哥、啟賓、熒哥、建文、煒明、小鍵、建樺、弼嘉等，還有其它一起在同一實驗室一起努力的學同們，在研究上、課業上可以和我一起討論幫我解決了不少的問題。還有工研院晶片中心的學長岱威，在我研究領域上給了我很大的幫助。

最後感謝實驗室的學弟們志賢、立龍、國慶、岳勳、世豪、巧玲、宗裕、松諭，在我需要幫助的時後可以適時給予幫助，和給我鼓勵。

以及我也要感謝在實驗室中的其它同學們、系辦小姐、助理還有一些朋友傅凱、梓嘉、致華、王富等，在這兩年多來也給我很多

的幫助，使我在研究所這兩年來過的順利。

最後我要感謝我的父母還有家人們。感謝他們多年來的默默關心以及支持，讓我也能夠無後顧之憂的努力奮鬥我的課程及碩士論文，在此將完成論文的成就感及喜悅與你們一起分享。

陳建文 誌於 民國九十四年十二月



內容

摘要(Abstract).....	i
誌謝.....	v
內容.....	vii
圖目.....	x
表目.....	xii
第一章 簡介.....	1
1-1 動機.....	1
1-2 論文組織.....	3
第二章 乙太被動光纖網路和雷射二極體驅動電路簡介.....	4
2-1 引言.....	4
2-2 乙太被動光纖網路.....	6
2-3 脈衝式雷射二極體驅動電路名詞介紹.....	7
2-4 脈衝式雷射二極體驅動電路設計規格和參數介紹.....	9
2-4-1 參考 802.3ah 所希望達到之規格和參數列表.....	10
2-5 脈衝式雷射二極體驅動電路簡介.....	11
2-5-1 脈衝式訊號介紹.....	11
2-5-2 脈衝式雷射二極體驅動電路介紹.....	12
2-5-2-1 單迴路功率控制脈衝式雷射二極體驅動電路.....	12
2-5-2-2 雙迴路功率控制脈衝式雷射二極體驅動電路.....	14
第三章 雷射二極體驅動電路架構.....	15
3-1 引言.....	15

3-2 系統配置.....	16
3-2-1 電射二極體和發光二極體規格介紹.....	16
3-2-2 雙迴路功率控制脈衝式雷射二極體驅動電路系統配置.....	16
3-2-3 系統設計考量和流程.....	20
3-2-3-1 設計考量.....	20
3-2-3-2 設計流程.....	21
3-2-4 系統穩定度分析.....	23
3-2-4-1 寬頻情況下相位邊界圖.....	25
3-2-4-2 窄頻情況下相位邊界圖.....	25
3-3 電路架構.....	28
3-3-1 主信號路徑(Signal Path).....	28
3-3-1-1 D-型正反器.....	28
3-3-1-2 前置放大器.....	28
3-3-1-3 主信號輸出路徑.....	30
3-3-2 自動亮暗光功率比控制路徑(AEC).....	32
3-3-2-1 轉阻放大器.....	32
3-3-2-2 電壓偵測器.....	35
3-3-2-3 電壓比較器和積分器.....	37
3-3-2-4 時間延遲控制電路.....	38
第四章 實驗結果.....	42
4-1 暫態響應的實驗結果.....	42
4-1-1 前置放大器輸出眼圖.....	42
4-1-2 調變電流輸出眼圖.....	44
4-1-3 前置失真下可達到不同責任週期的調變電流輸出眼圖.....	45
4-1-4 脈衝式雷射二極體驅動電路開啟和關閉時間模擬圖.....	46
4-1-5 轉阻放大器電壓輸出眼圖.....	47

4-2 實驗結果摘要.....	48
4-3 電路佈局圖和效能規格表.....	48
4-4 結論	49
第五章 討論.....	52
參考文獻	



圖目

圖 2.1 乙太被動光纖系統簡圖.....	6
圖 2.2 (a)連續訊號.....	11
(b)脈衝訊號.....	11
圖 2.3 脈衝式訊號功率控制圖.....	12
圖 2.4 (a)單迴路脈衝式雷射二極體驅動電路.....	13
(b)單迴路脈衝式雷射二極體功率控制說明圖.....	13
圖 3.1 雙迴路脈衝式雷射二極體驅動電路系統配置圖.....	17
圖 3.2 雙迴路脈衝式雷射二極體驅動電路功率控制說明圖.....	20
圖 3.3 雙迴路脈衝式雷射二極體驅動電路設計流程說明圖.....	22
圖 3.4 雙迴路脈衝式雷射二極體驅動電路極零點分佈圖.....	23
圖 3.5 (a)雙迴路脈衝式雷射二極體驅動電路寬頻帶迴路頻寬圖.....	25
(b)雙迴路脈衝式雷射二極體驅動電路寬頻帶相位邊界圖.....	25
圖 3.6 (a)雙迴路脈衝式雷射二極體驅動電路窄頻帶迴路頻寬圖.....	26
(b)雙迴路脈衝式雷射二極體驅動電路窄頻帶相位邊界圖.....	26
圖 3.7 電流模式 D 型正反器.....	28
圖 3.8 前置放大器.....	29
圖 3.9 (a)前置放大器頻寬增強分析.....	30
(b)前置放大器第一級分析.....	30
圖 3.10 主訊號輸出路徑.....	31
圖 3.11 轉阻放大器.....	32
圖 3.12 (a)轉阻放大器第一級分析.....	33

(b)轉阻放大器第二級分析.....	33
圖 3.13 電壓偵測器.....	36
圖 3.14 電壓偵測器的模型和分析.....	36
圖 3.15 電壓比較器和積分器.....	37
圖 3.16 積分器分析.....	38
圖 3.17 時間延遲控制電路.....	39
圖 3.18 時間延遲控制時序圖.....	41



表目



第一章

簡介

1-1 動機



隨著對高速通訊服務的需求迅速增長，光通訊系統被認為是實現此一需求一很有希望的技術，其中被動光纖網路系統為一具有代表性的光纖網路傳送系統，它從以往的異步傳送模式被動光纖網路系統逐漸形成到乙太被動光纖網路系統，此一系統已由 20 世紀 80 年代被採用至今。

被動光纖網路目前有幾個不同的標準，其中第一個是最初基於異步傳送模式，並由 ITU/.FSAN 相應了 G.983 所定義出，即 APON，此外尚有兩個頗為引人注目的新被動光纖網路標準正在制定中，其中一個也是由 ITU/.FSAN 負責制定用來替換 APON，且適用的操作頻率在 GHz 以上的標準即 GPON，最後一固是由 IEEE802.3ah 負責製定的乙太被動光纖網路標準。

此篇論文所提出之設計乃是適用於 IEEE802.3ah 所訂定的標準，所設計出的一脈衝式光驅動電路之設計。在脈衝式光驅動電路設計上的目的在於：光通訊

是將電訊號轉成光訊號且利用光纖傳送資訊的一種通訊模式，而完成這一轉換的媒介是一個雷射二極體，雷射二極體可以經由驅動的電流有所不同而近似線性的轉換成等比例的輸出光功率，然而雷射二極體的電流對電壓的轉換特性曲線會隨著溫度的不同而有所漂移，不但雷射的臨界驅動電流會改變，另外電流對光功率的轉換特性曲線斜率也會改變，而這兩個參數所影響的意義如下說明，雷射二極體的臨界電流的定義為要驅動雷射二極體發光下所需提供之最小的驅動電流，因此臨界電流改變所造成影響在於一旦驅動雷射二極體的電流小於此一電流，則雷射二極體驅動必有開啟延遲的問題而造成信號失真，而雷射二極體電流對光功率的轉換特性曲線斜率改變的影響在於若輸入驅動雷射二極體的電流不變的情形下，一旦雷射特性曲線斜率改變相對著其雷射輸出光功率也跟著改變，以上所提的兩個參數均是脈衝式光驅動電路設計所需克服的，因此脈衝式光驅動電路設計目的在於希望可以在不同的環境溫度下可以經由功率的控制提供一良好的雷射發光品質。



1-2 論文組織

在此篇論文的安排流程上，目的在介紹脈衝式雷射二極體驅動電路也就是光通訊的傳送端，在這一論文中提出了一新的雷射功率的控制方法使用了 tsmc018 製程，跟以往的架構最大的不同在於此一新架構在溫度變化後雷射的發光的亮暗功率比可得一精確的控制，這是以往的脈衝式光驅動電路所不能做到的，此外為了改善雷射發光可能造成眼圖不對稱情形，在此篇論文設計上加入了前置失真的動作，再由於為了使雷射二極體能有快速功率鎖定的能力，我們也在電路中加入的寬頻和窄頻的切換，以上電路動作的實現方法和流程，我分別在以下的章節一一介紹。

第二章會先大概介紹乙太被動光纖網路的發展情形和說明何為脈衝訊號其和連續信號有何不同，而接下來介紹應用在於乙太被動光纖網路的脈衝式雷射二極體預計達到的設計規格，在了解規格後在此章的最後便是比較以往的脈衝式雷射二極體的設計和此篇論文所提出的脈衝式雷射二極體的設計，說明以往的脈衝式雷射二極體的設計的實現方法有何缺點，而新提出的架構如何改善此缺點。

第三章主要會先介紹新架構脈衝式雷射二極體的系統配置，再來會列出一表格說明所預計使用的雷射二極體的規格列表，之後先以著系統的方塊配置圖大概先說明各個系統方塊的目的，和系統功率的控制方法，了解系統的大概運作之後，便會說明其系統的設計流程，也就是各個方塊的設計方針，最後再附上相位邊界的穩定圖形，之後則是系統內各個電路的一一介紹和分析。

第四章則摘要電路佈局圖和量測時的考量，量測結果分別列出電性質的眼圖和光性質的眼圖、前置失真的效果、系統開啟關閉時間，再一個最後的結論。

第五章為總結以上的討論和量測時的觀察來下一個總結的討論。

第二章

乙太被動光纖網路和雷射二極體驅

動電路簡介

2-1 引言



電話公司目前對網際網路通道的發展主要是數位用戶專線(Digital Subscriber Line, DSL)的技巧,對於此一之資料傳送的方法,若想使用網際網路的用戶端,需要一個 DSL 數據機連接到客戶的房子裡,另外還需要一個數位用戶專線接收多工器(Digital Subscriber Line Access Multiplexer, DSLAM)連接遠端的中心機房。藉由 xDSL 的網際網路資料傳送速度一般提供在 128Kbps~13Mbps 這一個範圍,雖然 xDSL 所提供的資料傳送速度已比類比的數據機快了,只可惜它不能支援全部的服務如聲音、影像服務等。此外用戶端到中心機房的距離被限制在 5.5km 以內,雖然現正在以著屬遠端的 DSLAM 去克服這個問題,但若用戶端到中心機房的距離遠達幾英里的話,將不再提供 DSL 這種服務因為經費太貴了,因此發展另一解決帶寬和距離限制的另一替代方案是必要的。

被動光纖網路的目的在於建立一套成本低廉,且帶寬容量又是其它技術無法企及的一方案,其中乙太被動光纖網路更是被提出,來達到低成本的進一步解決方

案。

乙太被動光纖網路在光通訊系統已被採行了多年，當初乙太被動光纖網路被提出的一主要目的，是為了改善以往光通訊系統採點對點的傳輸而導致大量光纖使用上的浪費，進而改採點對多點的傳送方試來達到節省光纖使用，進而達到成本低廉的目的，而脈衝式光驅動電路主要是應用在點對多點的乙太被動光纖系統的傳送方式上，也就是當多點的用戶端想傳送資料給單一的終端機時所採用的分時多工的脈衝式傳送路徑上。



2-2 乙太被動光纖網路

下圖 2.1 為一乙太被動光纖網路系統的一簡圖，主要由一終端機(OLT)和多個用戶端(ONU)所組成，光纖線路終端機是基於 IEEE802.3ah 的規格來對全部的光纖網路單元來做資料傳送，當終端機傳送資料給用戶端時所採用的資料傳送方式為連續資料傳遞的方式進行，此一傳遞的方向為下傳方向，而另一傳遞方向為上傳方向為用戶端傳送資料給終端機的方向，由於此一資料傳遞方向為多個用戶端對一個終端機，因此資料的傳遞方式為分時多工的脈衝式的資料傳送方式來進行資料傳送。而如之前所說脈衝式光驅動電路的應用上，主要是用在用戶端(ONU)上，用來當成傳送資料給終端機(OLT)的傳送器。在乙太被動光纖網路系統如何確保不同的用戶端要傳送資料給終端機的方法上，系統會有一個觸發信號，此一觸發信號會開啟想要傳送資料給終端機之用戶端的脈衝式雷射二極體驅動電路，並把其它暫時不傳送資料的用戶端的脈衝式雷射二極體驅動電路關閉以避免其它的雷射光干擾到要傳送資料的雷射二極體驅動電路。

OLT: Optical Line Termination
ONU: Optical Network Unit

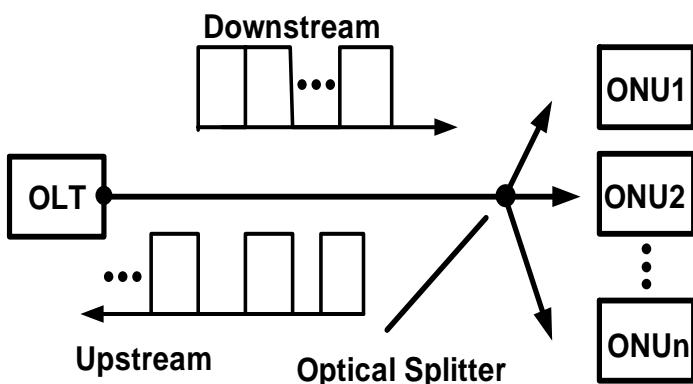


圖2.1 乙太被動光纖系統簡圖

2-3 脈衝式雷射二極體驅動電路名詞介紹

在此節會先說明一些脈衝式雷射二極體驅動電路所會用到的一些專有名詞：

(1)雷射臨界電流：

此一參數代表著驅動雷射二極體發光所需要之最小驅動電流，此一參數會依賴雷射的操作溫度的不同而有所不同。

(2)偏壓電流：

即在脈衝式雷射二極體中用來驅動雷射二極體的主要電流，其目的在於確保驅動雷射二極體的電流恆大於雷射二極體的臨界電流，以防止資料失真。

(3)調變電流：

為相對於偏壓電流外的另一驅動雷射二極體的主要電流，在脈衝式雷射二極體的設計上主要是將電訊號轉成光訊號，而雷射二極體發光的功率隨著輸入的電流成線性正比的關係，因此在設計上可以用輸入的電訊號資訊切換電晶體所形成的差動對來切換一電流源，利用此電流源是否流過雷射二極體來決定輸出資料是高準位或低準位，而此一電流源即為調變電流。

(4)雷射發光的亮暗功率比(ER)：

此一參數故名思義即是代表著雷射發光後代表高準位的發光資訊和代表低準位的發光資訊兩光功率的比值。可由下二式說明：

$$I_{high} = I_{mod} + I_{bias} - I_{th}$$

$$I_{low} = I_{bias} - I_{th}$$

$$ER(\text{extinction ratio}) = I_{high} / I_{low}$$

附註：

I_{mod} :為調變電流

I_{bias} :為偏壓電流

I_{th} :為雷射的臨界電流

(5)單迴路功率控制和雙迴路功率控制

在脈衝式雷射二極體驅動電路上常有以上兩個名詞單迴路功率控制和雙

迴路功率控制，其中單迴路功率控制的代表的是一脈衝式雷射二極體驅動電路在進行功率控制時所改變的電流參數為偏壓電流，而調變電流是不變的，在雙迴路功率控制上，相對於單迴路功率控制其意思便是可以同時進行偏壓電流和調變電流的功率控制來完成功率控制的目的。



2-4 脈衝式雷射二極體驅動電路設計規格和參數介紹

隨著對於高速的通信需求量的上昇，脈衝式雷射二極體的電路設計上勢必面臨更嚴格的時脈上的需求，諸如希望脈衝式雷射二極體能夠快速的達到功率鎖定的動作，並且希望系統可以有快速的開啟和關閉的時間，以上兩個需求均可使脈衝式雷射二極體驅動電路在時間上的運用上可以更加的有效率，因此脈衝式雷射二極體有幾個重要的設計參數說明如下：

(1) 脈衝式訊號的開啟和關閉時間：

這一參數主要是關係到脈衝式雷射二極體在時脈上的運用，若脈衝式訊號的開啟和關閉時間可以變快，則在同一個時間區段中系統便可傳遞更多的資料封裝，因此在時域上可以有更有效的利用。

(2) 功率控制的鎖定時間

此一參數的定義也就是調變電流和偏壓電流在初始值為零的情況下完成功率控制所需的時間。目的除了在時域上的利用效率外，還有另一目的，在脈衝式資料傳送系統中，脈衝系統的精神上，在前一次脈衝完成功率控制後，此時的調變電流和偏壓電流的電壓控制資訊上希望可以被保留下來，在下一次的脈衝來臨時，在系統一開啟，調變電流和偏壓電流的初始狀態均是以前次所留下的值為初始值來減少功率控制的時間，然而在脈衝式系統中不同的資料封裝傳遞間隔之間，在此一時間區段沒有資料被傳送，因此前一次脈衝完成功率控制後所留下的調變電流和偏壓電流的電壓控制資訊會隨著時間流逝，若此段沒有資料傳輸的時間若太長或系統的電壓資料保留能力太弱而使所要儲存的電壓控制資訊完全遺失，那麼即使脈衝式訊號的開啟和關閉時間夠快也無法使系統在時域上能有效的利用，因此一夠快的功率控制的鎖定時間是另一重要的參數，在前一次脈衝完成功率控制後所留下的調變電流和偏壓電流的電壓控制資訊會隨著時間流逝的情況下，更顯的重要。

(3) 調變電流和偏壓電流的需求大小

由於雷射二極體若要發出更大的功率，而用來進行更遠的距離的傳送的話，

勢必要有更大的雷射二極體的驅動電流，因此在調變電流和偏壓電流大小的需求上也成一重要的規格。

(4)溫度變化後仍可達成功率控制的溫度範圍

脈衝式雷射二極體驅動電路的目的在於可以進行雷射二極體發光功率的控制，而引起需進行雷射二極體功率控制的主要理由是雷射二極體的驅動電流和發光功率的特性曲線會隨著溫度變化而有所變化，因此需要進行雷射二極體的功率控制，因而脈衝式雷射二極體驅動電路可以進行功率控制的溫度變化範圍也成為一重要的參數。

2-4-1 參考 IEEE802.3ah 和業界所希望達到之規格和參數 列表

	spec.
Settling time	 <512ns (1280 bit time)
Turn on/off delay	<15ns (38 bit time)
Modulation/bias current range	>60mA/ >60mA
ER(extinction ratio)	6~10
Temperature range	-45°~80°

表2.1 預計完成之雷射二極體規格列表

2-5 脈衝式雷射二極體驅動電路簡介

此小節會先介紹脈衝式的訊號和以連續訊號的差別，再進行以往的脈衝式雷射驅動電路和此論文所採用的新架構的脈衝式雷射驅動電路的優缺點比較。

2-5-1 脈衝式訊號介紹

脈衝式訊號跟連續式訊號的不同由下圖 2.2(a)(b)比較可知，在連續訊號的傳送格式裡，它是一直連續的方式傳遞 0 和 1 訊號，而 0 和 1 訊號的轉換通常伴隨著不同需求下以不同的編碼方式進行。

在脈衝式訊號的傳送格式上，通常此模式是應用在多個光纖網路單元對單一終端機的傳送情況，當不同的光纖網路單元要傳送資料給終端機時需把資料進行包裝(packet)的工作，而每一個包裝的一開始的地方會有一段資料保護的時間(guard time)，在此段保護時間內所傳的資料為重複的 0 和 1 訊號，此外在這種傳輸模式上在不同的光纖網路單元上所傳的資料是不同的包裝(packet)，不同的包裝的資料振幅也不相同，此種傳送模式的應用，例如乙太網路。

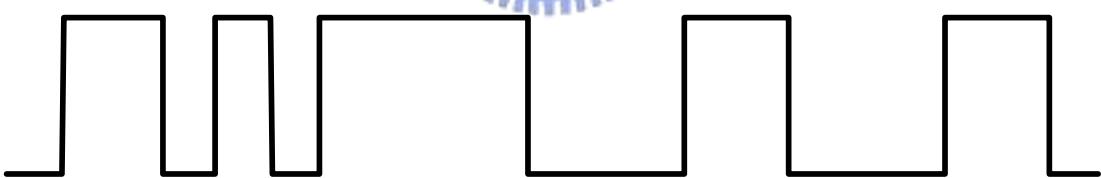
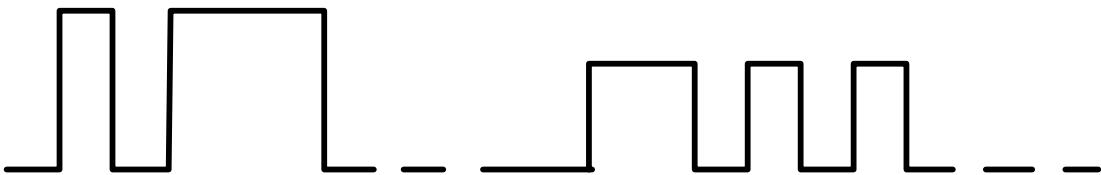


圖2.2 (a) 連續訊號



(b) 脈衝訊號

以下是一脈衝式訊號功率控制的圖形，圖 2.3，系統會有一觸發信號來開啟驅動雷射二極體的調變電流和偏壓電流，因此由圖中可以看出調變電流的開啟和關閉需要一段時間，而系統第一次達成功率控制所需的時間為功率控制的鎖定時間，此段時間之所以特別長的原因在於第一次執行功率控制時調變電流和偏壓電

流的初始值為零，而在系統第一次穩定後，系統會將前一次系統穩定時的調變電流資訊和偏壓電流的資訊儲存在電容上以在下一個脈衝訊號來時可以減小系統穩時間。

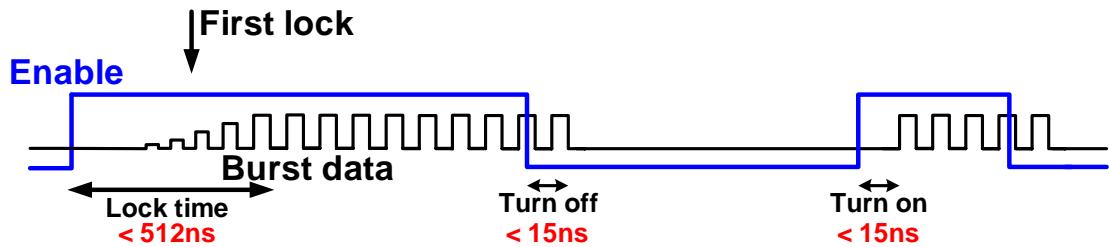


圖2.3 脈衝式訊號功率控制圖

2-5-2 脈衝式雷射二極體驅動電路介紹

此一節的目的在於比較以往的脈衝式雷射二極體驅動電路和此篇論文所提出的一新的脈衝式雷射二極體驅動電路的不同。

2-5-2-1 單迴路功率控制脈衝式雷射二極體驅動電路

此一控制方法可對照圖 2.4(a)(b)，在脈衝式雷射二極體驅動電路的設計方面，主要構成的架構為一由調變電流和偏壓電流驅動雷射二極體發光的主訊號路徑和包含發光二極體所組成的功率控制路徑，其中偏壓電流的目的在於提供在電轉光的傳輸上給予雷射二極體一穩定且持續的電流使雷射在進行高低功率切換時可避免雷射經歷由關閉到開啟所造成的失真現象，而調變電流的目的在於系統可以利用輸入的電壓訊號來切換調變電流，利用其是否流過雷射二極體來代表輸出的功率是高或低。

然而在由發光二極體所組成的功率控制路徑中，由於發光二極體所引入的寄生電容可能大達 15pf ，因此在以往的做法上大都將由發光二極體所導出的電流以一低通濾波器取其直流來交由後級的比較器進行偏壓電流的控制，以確保偏壓電流可恆大於雷射的臨界電流。然而此控制方法的缺點在於，一旦溫度改變雷射二極體發光的亮暗功率比也會改變，而且此控制方法無法確保最小的偏壓電流而造成功率的浪費。

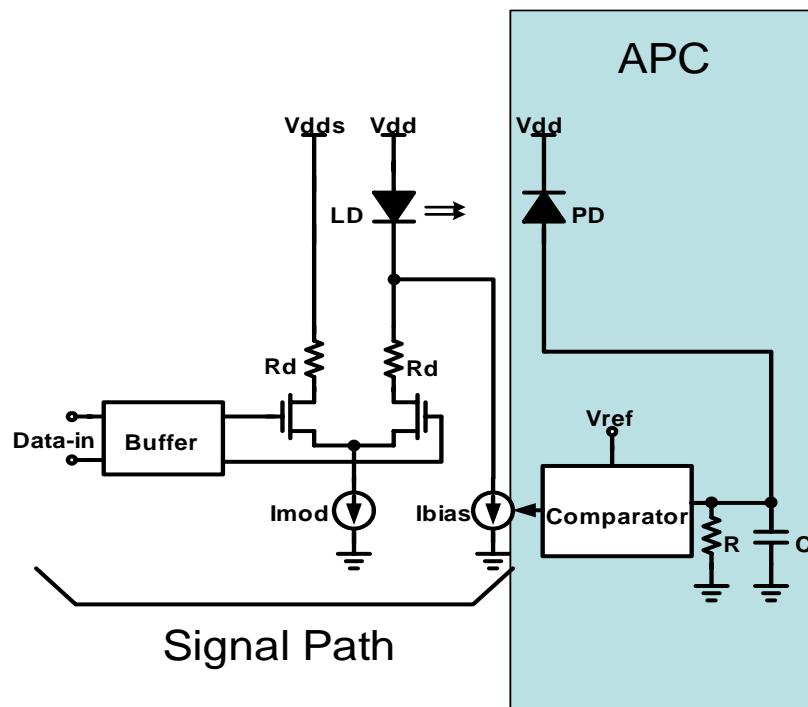
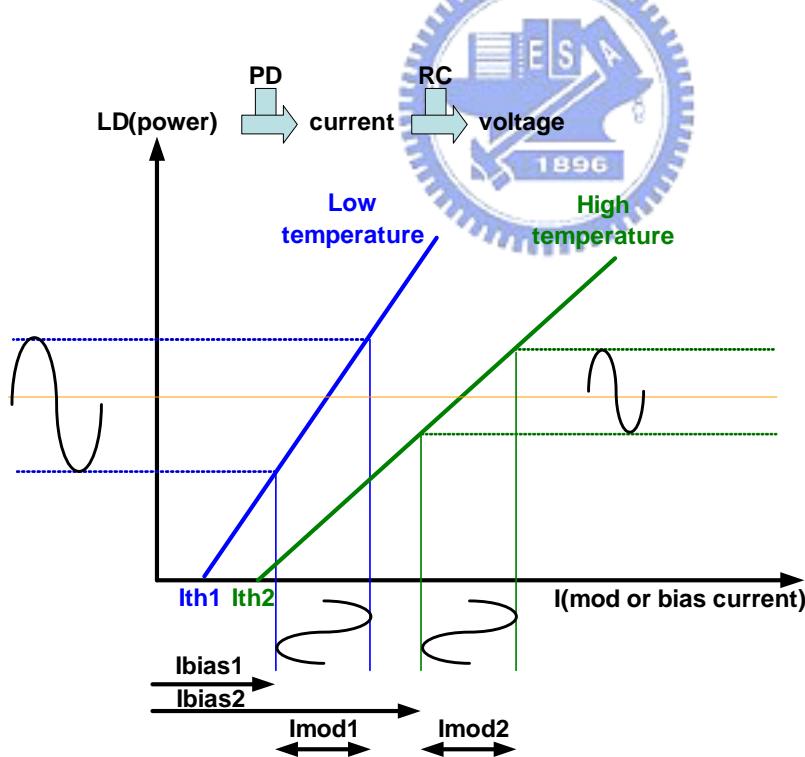


圖2.4(a) 單迴路脈衝式雷射二極體驅動電路



(b) 單迴路脈衝式雷射二極體功率控制說明圖

2-5-2-2 雙迴路功率控制脈衝式雷射二極體驅動電路

此篇論文所提出一雙迴路功率控制脈衝式雷射二極體驅動電路控制系統，其有別於以往的功率控制系統在於此迴授控制系統不但可控制偏壓電流，也可同時控制調變電流，使溫度變化後雷射二極體發光的亮暗功率比保持固定，此外此一控制方法在雜訊不干擾比較器辨別的準位下，可以確保最小的偏壓電流。至於此方法的架構和分析如以下的章節所示。



第三章

雷射二極體驅動電路架構

3-1 引言



在光通訊系統的傳送端方面，需將電資料訊號轉成光訊號之後再進行傳送動作，而其轉換機制乃由一雷射二極體來實行電轉光的轉換，然而雷射二極體的電流對發光功率的轉換特性曲線相對於溫度變化後，轉換特性曲線斜率和驅動雷射二極體的臨界電流均會有所改變，因此在光通訊系統傳送端方面理想上應採取一可以控制雷射發光功率的架構來完成較好的光訊號傳送。

本篇論文，目的在於實行一新的雷射發光功率控制方法，以期可以傳送更好的光訊號品質，本論文提出一雙迴路功率控制系統以別於以往的單迴路功率控制系統，在以往的功率控制目的只在於把驅動雷射二極體的偏壓電流，偏壓在雷射二極體的臨界電流之上，以防止驅動雷射二極體時可能造成的一延遲時間，然而在控制雷射二極體發光功率比方面是無法控制的，因此本論文的雙迴路功率控制系統，一方面可以將驅動雷射二極體的偏壓電流，偏壓在雷射二極體的臨界電流之上，另一方面也可控制雷射二極體發光功率比。

接下來我便討論系統配置和電路架構、設計流程等較細節的部份。

3-2 系統配置

3-2-1 雷射二極體和發光二極體規格介紹

以下乃是摘要節所使用的雷射二極體和發光二極體規格列表 3.1，由表中可以得知雷射二極體的臨界電流約為 20mA ，而雷射二極體中發光二極體所偵測到的電流約為幾約幾百微安培的大小，其中發光二極體的寄生電容最大可達 15pf 。

LD – PD characteristic

Parameter	Min	Typical	Max	Unit
Optical output power/ $I_{th}+20\text{mA}$	0.5	-	1	mW
Threshold current	-	-	20	mA
PD monitor current	100	-	-	μA
PD capacitor	-	6	15	pf

表 3.1 雷射二極體規格列表

3-2-2 雙迴路功率控制脈衝式雷射二極體驅動電路系統配置

以下乃是實行雙迴路功率控制系統的方塊配置圖 3.1。由圖中可以得知其構成的電路系統主要分成二個部份，分別為主訊號路徑和自動功率控制路徑，由這二個部份相輔相成而達成雷射二極體驅動電路功率控制的目的，由圖中值得注意的是在自動功率控制路徑上，控制調變電流和偏壓電流的兩路徑是二個獨立的迴授路徑，所以在之後的迴路分析中我可以只採單一路徑做說明而不必考慮兩個路徑的相互作用，以下先介紹各個小區塊的構成要素和功用。

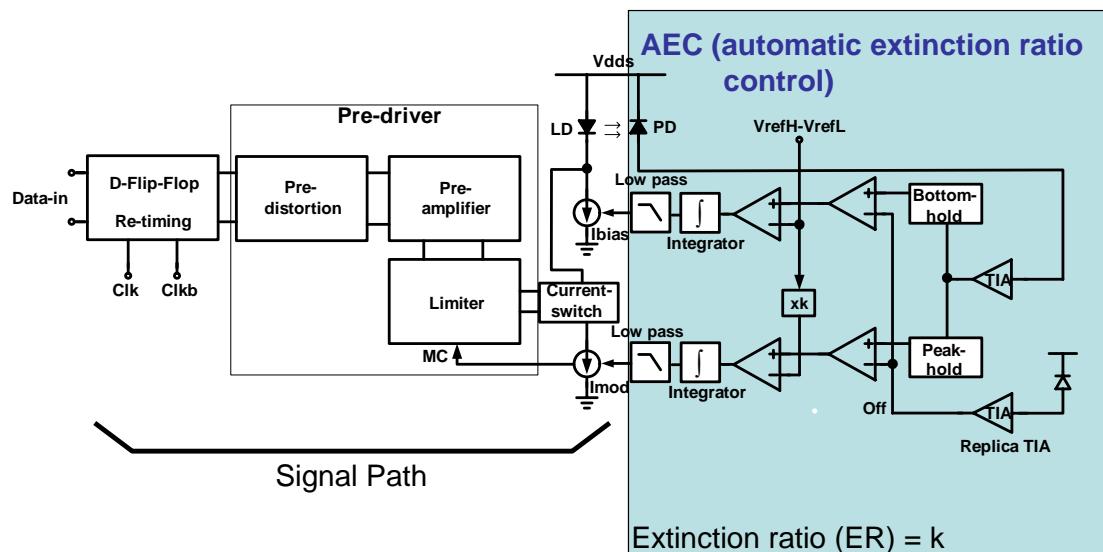


圖3.1 雙迴路脈衝式雷射二極體驅動電路系統配置圖

主訊號路徑，主要由 D 型正反器、前置放大器、調變電流和偏壓電流的電流源和用來切換調變電流的差動對、加上雷射二極體組成一沒有功率控制功能的簡單光通訊驅動電路。

其次便是由發光二極體、轉阻放大器、電壓偵測器、比較器、積分器、和數位延遲控制電路所組成的一功率控制迴路。

以下便一一簡要的介紹各個電路的功用：

D型正反器：

在這一論文中所採用的是一電流模式的 D 型正反器，目的在於將輸入的電壓訊號進行一個時間重置的動作，可使在實際的量測上達到減小眼圖抖動的效果。

前置放大器：

主要用來將輸入的訊號實行一前置放大的機制，此外在這一級還加入了前置訊號失真的動作，目的在於改善雷射二極體的電流變大、變小的驅動速度不同，因而造成眼圖的交叉點不對稱的問題，而在此級的最後二級為一電壓限制電路，目的在於可以藉由此電壓限制電路來消除前置失真動作所可能引起電壓高低不均勻問題。

電射二極體：

一可以完成電對光轉換的媒介，可藉由數十毫安培的電流來驅動它，使其將電訊號轉成光訊號傳送出去。

發光二極體：

在脈衝式雷射二極體驅動電路，由於有功率控制的機制，因此勢必將有一迴授的機制來完成功率的控制，而此迴授的方法便是利用一發光二極體將收到的光訊號轉成一小的電流訊號，以提供迴授的機制來進行功率的控制。

轉阻放大器：

由於發光二極體所轉換出的電流訊號的太過於微弱，因此將此微弱的訊號放大到可處理的準位實所必要，因此這一放大機制的完成方法，可以經由一轉阻放大器來完成，將光訊號收到的小電流訊號放大至可以處理的電壓擺幅。

電壓偵測器：

轉阻放大器輸出的電壓擺幅即等比於雷射二極體發光功率的一電壓訊號，因此若要進行雷射功率控制的機制，只要可以將此轉阻放大器的輸出峰值和底值取出再和參考準位進行比較，再利用比較結果來進行功率控制即可達成雷射功率控制的效果。而取出電壓擺幅的峰值和底值的方法則可由電壓偵測器來達成。

電壓比較器：

將電壓偵測器的電壓偵測值和參考準位進行比較，進而進行偏壓和調變電流的控制來完成迴授系統的功率控制機制的比較器實行可由此一電壓比較器實行。它比較的動作如以下二式所示：

$$\text{Peak - off} = k(v_{\text{refH}} - v_{\text{refL}})$$

$$\text{Bottom - off} = v_{\text{refH}} - v_{\text{refL}} \quad ER = k$$

附註：

off:其中 off 準位乃是再以著一複製的轉阻放大器來產生一參考的電壓準位，此一電壓準位代表著轉阻放大器沒收到雷射二極體的光功率時的輸出準位。

vrefH、vrefL:其中 vrefH 和 vrefL 代表的是外給的電壓參考準位。

積分器：

在電壓比較器的後級接一積分器，主要是利用積分器低頻高增益而高頻

低增益的優點來使功率鎖定過程可以快速且穩定的完成功率的鎖定，減少功率鎖定時間。

數位延遲控制電路：

由於我們希望系統可以提供更快速的鎖定時間，所以實行了寬頻和窄頻的切換因此需要這一控制電路，此外此控制電路還可以提供脈衝式系統在觸發信號低準位時可以切掉流過雷射二極體的電流、和進行電壓偵測器的電壓重置的控制功用。

在系統的功率控制流程上，首先輸入的電壓訊號經過一個 D 型正反器，來將輸入的信號進行一個時間重整的動作，緊接著需由前置放大器來推動要驅動調變電流的電晶體差動對，之後經由偏壓電流和調變電流驅動雷射二極體(LD)，雷射發出光功率後由發光二極體(PD)接收再傳給轉阻放大器(TIA)轉成較大電壓擺幅訊號，接下來再以一對峰值和底值電壓偵測器(Detector)取出轉阻放大器輸出電壓的峰值(peak)和底值(bottom)，此外尚需產生一個代表轉阻放大器未收到訊號的參考直流準位(off)，藉由這些資訊經由比較器來控制偏壓電流和調變電流，如下二式所示：

$$\text{Peak - off} = k(v_{\text{refH}} - v_{\text{refL}})$$

$$\text{Bottom - off} = v_{\text{refH}} - v_{\text{refL}}$$

$$ER = k$$

進而完成系統所需之功率控制由圖 3.2 中如以下的一說明圖可知經由此一控制機制在溫度低時所對應的 I_{bias1} 、 I_{mod1} 所對應的雷射功率輸出和溫度高時的 I_{bias2} 、 I_{mod2} 所對應雷射功率輸出可以獲得精確控制。在圖 3.2 中可以發現在溫度低的時候所對應的 I_{bias1} 、 I_{mod1} 和溫度高時的 I_{bias2} 、 I_{mod2} 所產生的雷射功率輸出不論是平均功率和雷射光輸出的亮暗功率比均可精確的有所控制，比較傳統的雷射二極體光功率控制方法只可把雷射輸出的平均光功率控制住，主要原因是在溫度變化後雙迴路功率控制不但可以改變偏偏電流也可同時改變調變電流，而達成更好的功率控制效果。

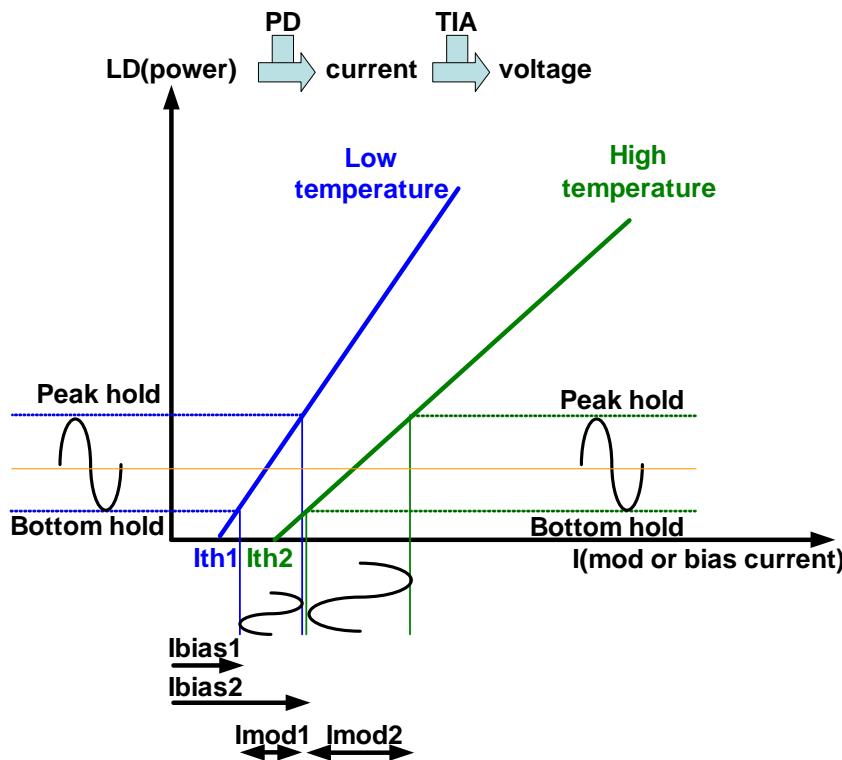


圖3.2 雙迴路脈衝式雷射二極體驅動電路功率控制說明圖

3-2-3 系統設計考量和流程

3-2-3-1 設計考量

- (1) 在轉阻放大器的輸入干擾雜訊方面，由於光通訊傳送端的脈衝式驅動電路的發光二極體所收到的轉換電流，其大小約幾百微安培以上所以轉阻放大器的輸入干擾雜訊方面是較不具影響的部份。
- (2) 由於雷射二極體的發光功率不是固定不變的，因此為了可以因應不同發光功率的雷射二極體，轉阻放大器的增益應是可以調整的，由目前市售的雷射二極體的規格可以得知轉阻放大器的增益應設計至少 200 歐姆 (V/I) 以上，在本論文中我的增益設計大概為 200~1k 歐姆 (V/I)，應該可以適用於市面上大部份的雷射二極體的發光功率。
- (3) 在調變電流和偏壓電流的控制電晶體和雷射二極的相接之間需加入阻尼電阻，使輸出的電壓、電流轉換可以有較好的響應，然而此阻尼電阻在

驅動電路需驅動大的電流時將產生大的壓降，因此輸出端雷射二極體的供給電壓需往上提升，此舉將在輸出端上造成電晶體可能崩潰的疑慮，因此需在輸出端上加入高崩潰電壓的 3V 電晶體。

(4)迴授系統勢必有一穩定度的分析，因此我們為了使電路能在高準確度下可以穩定，所以引入一個低頻的支配極點，而此一低頻的支配極點所需的電容尚可用來儲存控制調變電流和偏壓電流的電壓資訊。

(5)在系統存在一入一個低頻的支配極點下，又希望系統可以完成快速鎖定的情形下，所以引入了寬頻和窄頻的切換動作。

(6)在 tsmc018 操作電壓 1.8v 的設計上，有電壓擺幅的限制，因此在電壓擺幅有限的情況下系統的部份電晶體是採用了臨界電壓較小的電晶體來使得電壓擺幅更有運用的空間。

3-2-3-2 設計流程

系統穩定度設計流程：



由下圖 3.3 的雷射二極體驅動電路雙迴路功率控制的簡化圖形中，我們可以看見當中上迴路是一個控制調變電流的迴路，而下迴路是一個控制偏壓電流的迴路，兩個迴路是對稱的因此我以著下迴路做一個簡單的說明，由下迴路可以看見 bottom-off 的資訊被送到電壓比較器和 V_{refH} - V_{refL} 比較，而比較後的控制資訊再經過積分器和一低通濾波器再來控制偏壓電流，偏壓電流會驅動雷射二極體發光，接下來發光二極體會接收雷射二極體的發光而將轉換出的電流經轉阻放大器來放大之後再由電壓偵測器來將轉阻放大器輸出電壓的峰值和底值取出，如此可以完成一迴路控制來控制偏壓電流。在設計流程上也可以對照圖 3.3，在我們可以購買到的 LD-PD 方面，其最大的調變電流對發光二極體的光功率對電流轉換效率大概為 $50mA \rightarrow 500uA(0.01)$ ，而在轉阻放大器(TIA)和其後級的峰值和底值偵測器(Detector)，由於電壓擺幅和解析度的取決，在 1.8v 的供應電壓下使系統電路可以正常的運作，因此有電壓擺幅的問題，而轉阻放大器的輸出的峰值和底值的距離越大則雷射的輸出光的亮暗功率比越為精確，越不怕雜訊的干擾，然而這兩個因素是不可共存的，因此我們選擇系統穩定時，轉阻放大器的電壓擺幅鎖定在 200mV，因此面對這一 LD-PD 電流轉換效率下，我們需要把轉阻放大器的

增益設計在 400 (V/I) 以上 (TIA 所設計增益範圍 200~1k$V/I>$)，可以配合大部分的 LD-PD 電流轉換效率)，而在峰值和底值偵測器方面，基本上採取負迴授虛短路的概念來成就電壓偵測，所以理想上我們應該可預計它的電壓增益是 1，因此我們為了把迴授系統的精確度控制在 0.4% 以內，所以我們選擇了比較器和積分器的增益是 90，來達成我們的目標，如此系的迴路增益大約為 360。再來基於壓制電壓偵測電路反向非理想電流所造成的電壓抖動的需求下，我們引入一 160MHz 的低通濾波器來抑制電壓抖動，因此在迴路增益、和一非支配極已知的情形下，我們又希望位邊界大於 60° ，因此可以決定出迴路頻寬 25MHz，系統所需支配極 70KHz。

但由於支配極 70KHz 造成系統的 RC delay 遠遠超過我們所希望的系統穩時間(512ns)，因此在要系統運作的觸發信號一來，我們會將系統切換成寬頻情況，之後再切迴窄頻情況，在寬頻情況下，我們希望迴授系統的精確度控制在 1% 以內，所以我們選擇了比較器和積分器的增益是 30，來達成我們的目標，如此系的迴路增益大約為 120，在寬頻的情況下我們不需壓制電壓偵測電路反向非理想電流所造成的電壓抖動，因此電路的非支配極大約落在 200~300MHz，因此在希望位邊界大於 60° 的條件下，我們可以推出迴路頻寬 45MHz，系統所需支配極 440KHz。

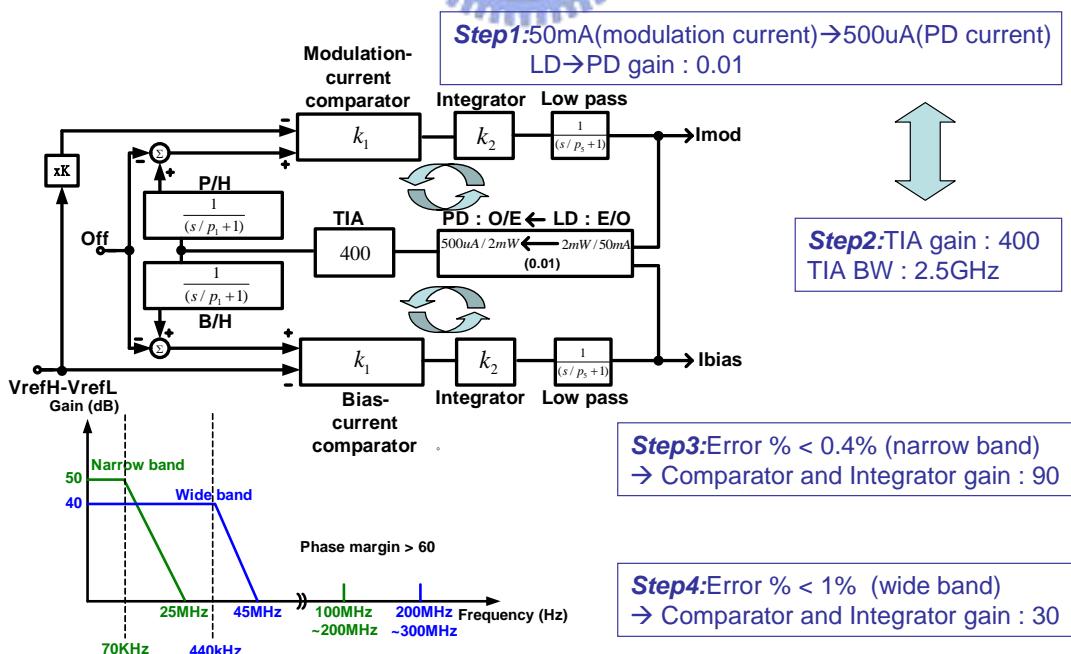


圖3.3 雙迴路脈衝式雷射二極體驅動電路設計流程說明圖

3-2-4 系統穩定度分析

最後便附上考慮系統全部的支配和非支配極的情形下圖，3.4，分析寬頻、窄頻兩種情況相位邊界的 MATLAB 模擬。

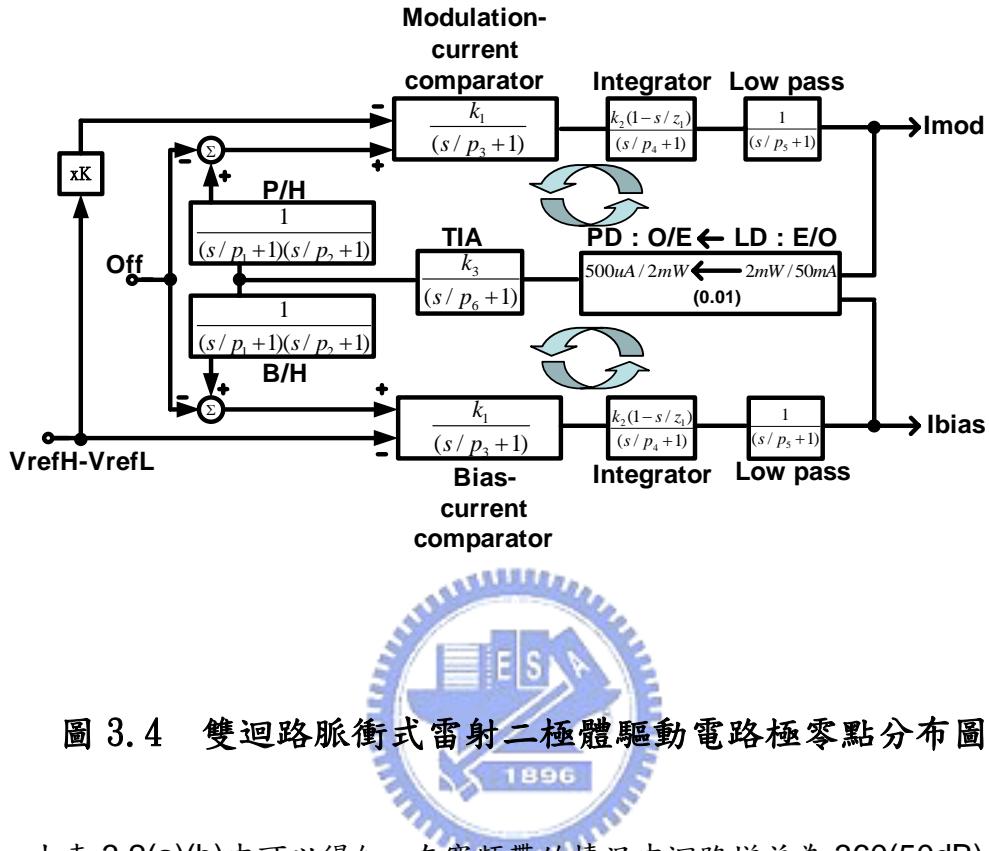


圖 3.4 雙迴路脈衝式雷射二極體驅動電路極零點分布圖

由表 3.2(a)(b) 中可以得知，在窄頻帶的情況中迴路增益為 360(50dB)，因此可以提供 0.4% 的精確程度，但相對的支配極必而夠低頻來提供足夠的相位邊界，所以支配極點落在 70kHz，因此迴路頻寬為 25MHz。

在寬頻帶的情況中迴路增益為 120(40dB)，可以提供 1% 的精確程度，為了提供足夠的相位邊界，所以支配極點落在 440kHz，因此迴路頻寬為 45MHz，以提供快速功率鎖定的效果。

TT	Zero	Pole	Gain
Detector		250MHz 160MHz	1(V/V)
TIA		1~2GHz	400(V/I)
Comparator and integrator	1.5GHz	70KHz 340MHz 220MHz	90(I/V)
Total			360

表 3.2 (a) 窄頻帶極零點分佈圖

TT	Zero	Pole	Gain
Detector		250MHz	1(V/V)
TIA		1~2GHz	400(V/I)
Comparator and integrator	1.5GHz	440KHz 480MHz 220MHz	30(I/V)
Total			120

(b) 寬頻帶極零點分佈圖

3-2-4-1 寬頻情況下相位邊界圖

下圖 3.5(a)(b)為系統寬頻情況下，支配極 440KHz、迴路頻寬 45MHz、非支配極 200~300MHz、迴路增益 120。

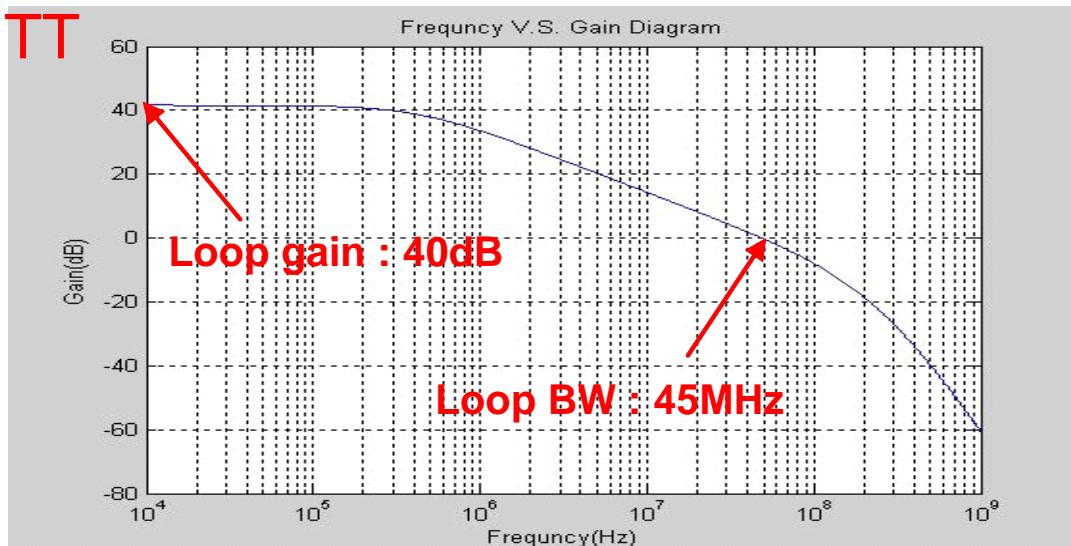
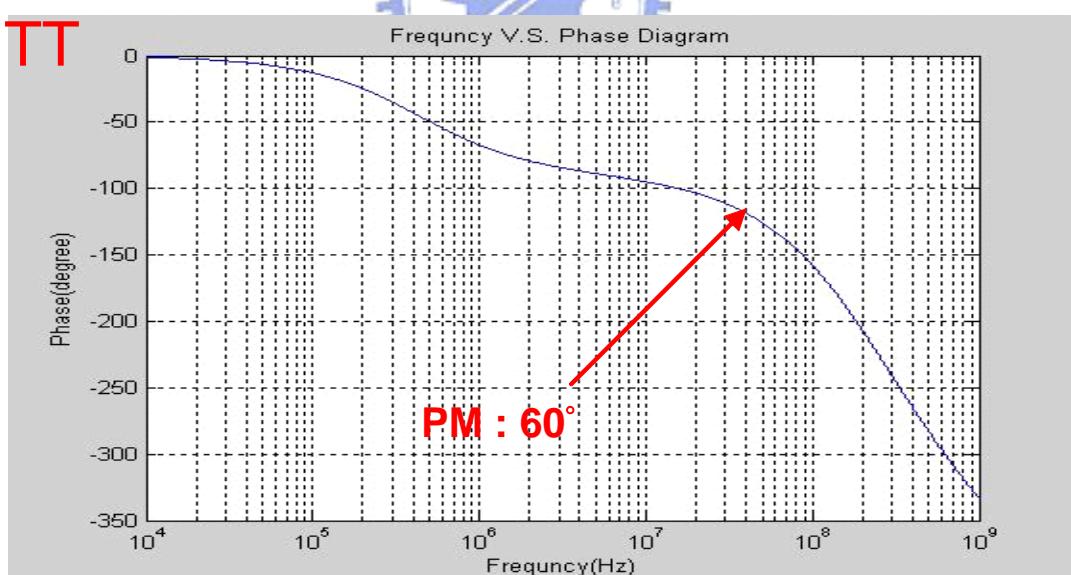


圖 3.5 (a)雙迴路脈衝式雷射二極體驅動電路寬頻帶迴路頻寬圖



(b)雙迴路脈衝式雷射二極體驅動電路寬頻帶相位邊界圖

3-2-4-2 窄頻情況下相位邊界圖

下圖 3.6(a)(b)為系統窄頻情況下，支配極 70KHz、迴路頻寬 25MHz、非支配極 160MHz、迴路增益 360。

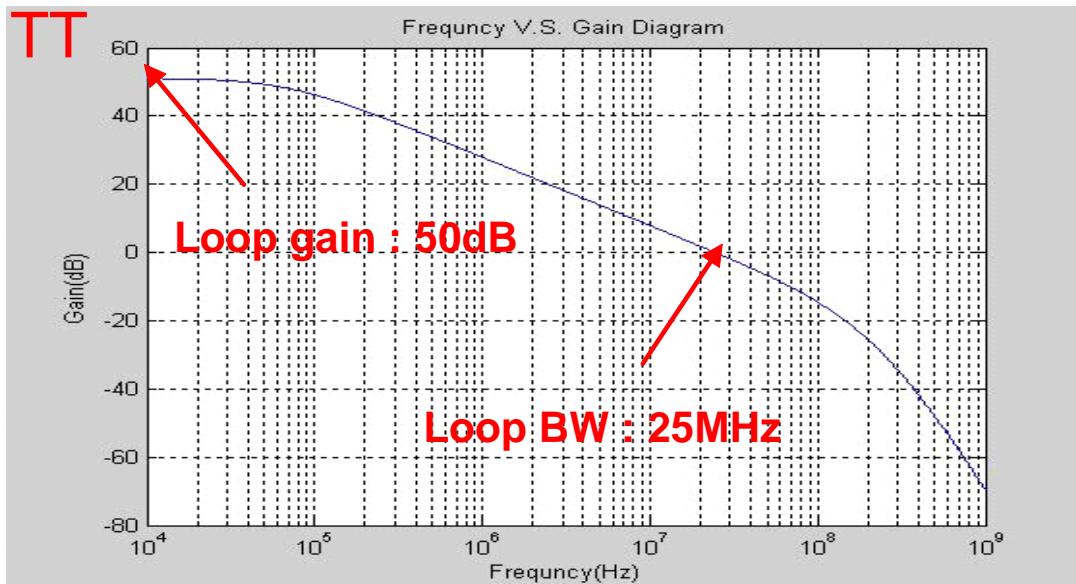
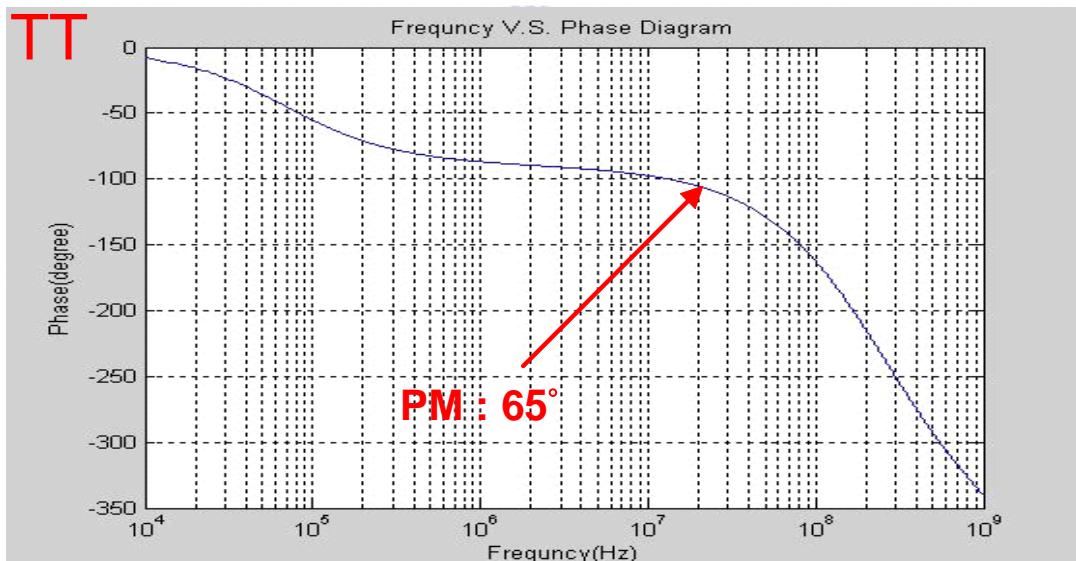


圖 3.6 (a)雙迴路脈衝式雷射二極體驅動電路窄頻帶迴路頻寬圖



(b)雙迴路脈衝式雷射二極體驅動電路窄頻帶相位邊界圖

表 3.3(a)(b)為摘要不同的製程漂移下的相位邊界圖：

由表 3.3(a)(b)中可以得知，在窄頻帶中即使考慮相位偏移系統有 60 度以上的相位邊界，在寬頻帶中考慮相位偏移系統也有 55 度以上的相位邊界。

	SS	TT	FF
Loop gain (narrow band)	420	360	310
Loop BW	25MHz	25MHz	25MHz
PM	~60°	~65°	~70°

表 3.3 (a) 窄頻帶製程漂移相位邊界表

	SS	TT	FF
Loop gain (wide band)	110	120	110
Loop BW	40MHz	45MHz	50MHz
PM	~55°	~60°	~60°

(b) 寬頻帶製程漂移相位邊界表

3-3 電路架構

3-3-1 主信號路徑(Signal Path)

3-3-1-1 D-型正反器

輸入的信號第一級經由傳統的電流模式的 D 型正反器來進行時間重置的動作，如下圖 3.7 所示，其相較於另類數位式的 D 型正反器，由於輸入資料信號為類比信號，再加上操作速度的考量因而採用電流模式的 D 型正反器取代數位式的 D 型正反器。

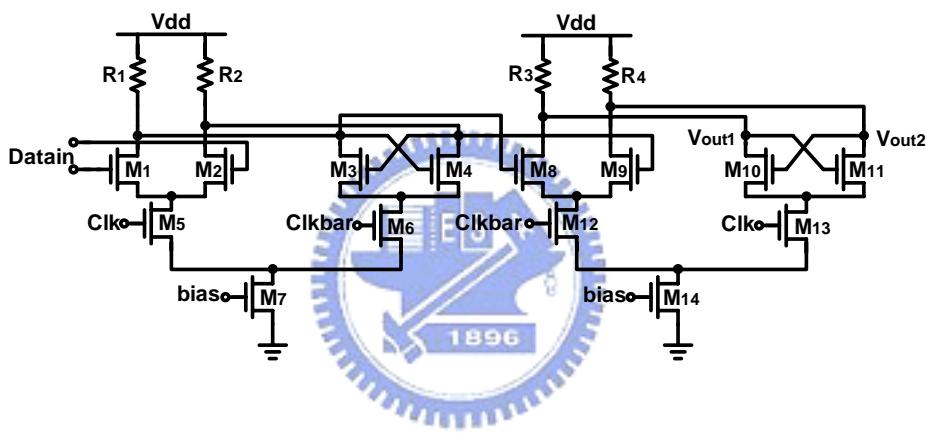


圖 3.7 電流模式的 D 型正反器

3-3-1-2 前置放大器

經由 D 型正反器來進行時間重置動作之後，接下來便是經前置放大器圖 3.8 來將輸入的信號來加以放大，使其用來切換調變電流，此一前置放大器架構共分成三級，第一級的輸入端乃由一對 NMOS 電晶體來提供一準位位移，基於第一級輸出波形對稱性的考量，可由加入門鎖電路來達成，而加入此電路亦可對此級的增益有所幫助，但在操作的頻率上而有所取捨，此外我們可由以下的分析得知，見圖 3.9(b)，此一電路的一支配極點為 CL 和 $(gm16-gm20)$ 所構成，為了避免把這一級的極點推到 s 平面右半平面，因而必需加入額外的電流源電晶體 M18 和 M19，以確保此級的極點在 s 平面左半平面。在此級的電路設計上可以由推導出的電路轉換方程式得知，可以先由後級的反推法先得知此級的輸出負載電

容，因此在操作頻率為 2.5GHz 的需求下可以得知(gm16-gm20)之間的差異為何，再由此級的增益項 $gm16/(gm16-gm20)$ 得知 $gm16$ 需多大始可達到此級所需的增益。

除上討論之外，為了可以改善雷射二極體的電流變大、變小的驅動速度不同，因而造成眼圖的交叉點不在中間的問題，因而必需有一前置失真的機制來改善光信號量測時的眼圖對稱性的問題，而所採用的想法便是設法拉開第一級差動對輸出端兩邊(V_{O1} 、 V_{O2})的直流準位來達到前置失真的目的，然而在期望能有大範圍的眼圖交叉點偏移的改善能力勢必將差動對輸出端兩邊的直流準位可以拉開的幅度給與增加，由於在兩端的直流準位拉開的幅度增加後，此級的差動電壓輸出訊號的電壓擺幅會造成有大有小的情況，見圖 3.8，因此希望增加直流準位可以拉開的幅度，前置失真的機制必需盡可能的往前級來實行，且在前置放大器的後級應加入限壓放大器來把電壓擺幅均勻化，在前置放大器的第二級的使用上其主要的目的在提供一個增益，此外在此級為了可以得到操作頻寬上的好處，在電路中引入的零點的技巧圖 3.9(a)其分析也可由圖中得知，此技巧引入一個 gm/Cgs 的極點和一個 $1/R_{ds}C_{gs}$ 的零點只要加大 R_{ds} 使比 $1/gm$ 來的大就可使零點移到極點更低頻的地方而有操作頻寬變寬的效果，最後在前置放大器的最後一級的限制放大器電流源部份是以等比例的方式由調變電流來控制以達到更好的輸出眼圖情形。

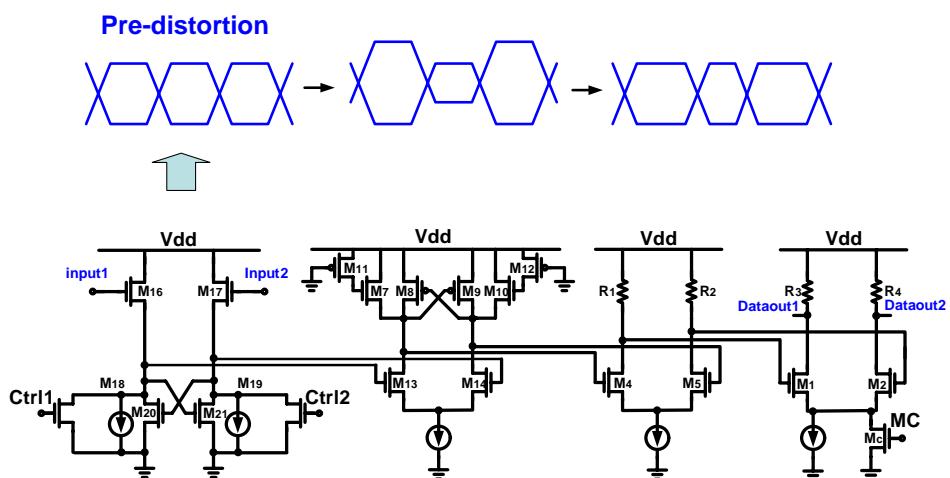


圖 3.8 前置放大器

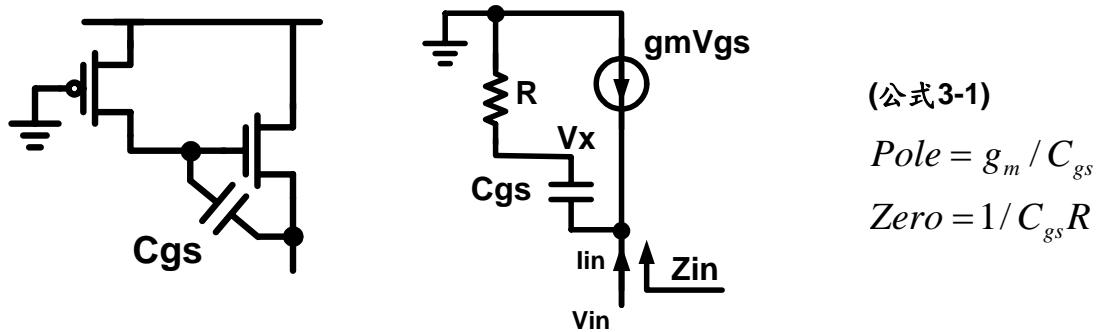
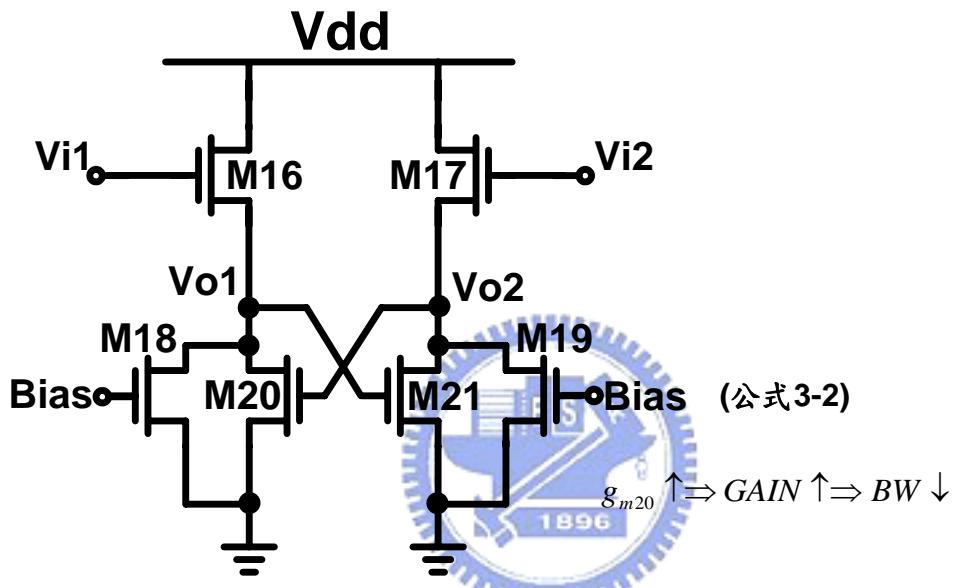


圖 3.9 (a)前置放大器頻寬增強分析



(b)前置放大器第一級分析

$$\frac{V_{in}}{I_{in}} = \frac{1}{[1 - \frac{sC_{gs}R}{1 + sC_{gs}}][g_m + sC_{gs}]} = \frac{1 + sC_{gs}R}{g_m + sC_{gs}} \quad (公式 3-1)$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{g_{m16}(1 + s\frac{C_{gs16}}{g_{m16}})}{(g_{m16} - g_{m20})(1 + s\frac{C_{gs16} + C_L}{g_{m16} - g_{m20}})} \quad (公式 3-2)$$

3-3-1-3 主信號輸出路徑

圖 3.10 由 D 型正反器、前置放大器的輸出電壓經由一差動對來切換驅動雷射二極體的調變電流，而此一差動對的一級級輸出端再和一偏壓電流會合一起流過雷射二極體，而形成脈衝式光驅動電路驅動雷射二極體的主訊號路徑。

在調變電流和偏壓電流驅動雷射二極體的輸出端，由於前置放大器的輸出電壓對調變電流的轉換上有阻尼效應會造成輸出眼圖的非理想效應，因而我們必需在切換調變電流的差動對的汲級端引入阻尼電阻來抑制此一效應，然而若希望此一阻尼電阻變大來更有效抑制此一效應勢必和希望脈衝式光驅動電路可以驅動大的調變和偏壓電流有所衝突，因為大電流在阻尼電阻上會產生大的壓降來影響電路的運作，為了可以在較大的阻尼電阻下電路依然可以工作正常，決擇下必需把工作電壓升高來解決此一問題，但工作電壓一旦升高又可能造成電晶體的崩潰，因此在輸出端的部份電晶體必需採用高崩潰電壓的電晶體去取代。

在產生調變電流和偏壓電流的電晶體的汲級端各自疊接了由觸發信號所控制的開關電晶體，目的在於在系統的觸發信號低時可以將調變電流和偏壓電流關閉以避免不準備傳送資料的雷射二極體去干擾準備傳送資料的脈衝式驅動電路，最後在前置放大器所推動的差動對電晶體上我們採用了負米勒電容的技巧來抵消部份差動對電晶體閘級端所見之電容，來達到高速操作的目的，但值的注意的是此一負米勒電容若加的太大可能會引入另一資料干擾路徑來干擾主訊號輸出因此在設計上，我所採用的負米勒電容大小約為差動對電晶體汲閘級端電容的 $1/3 \sim 1/2$ 。

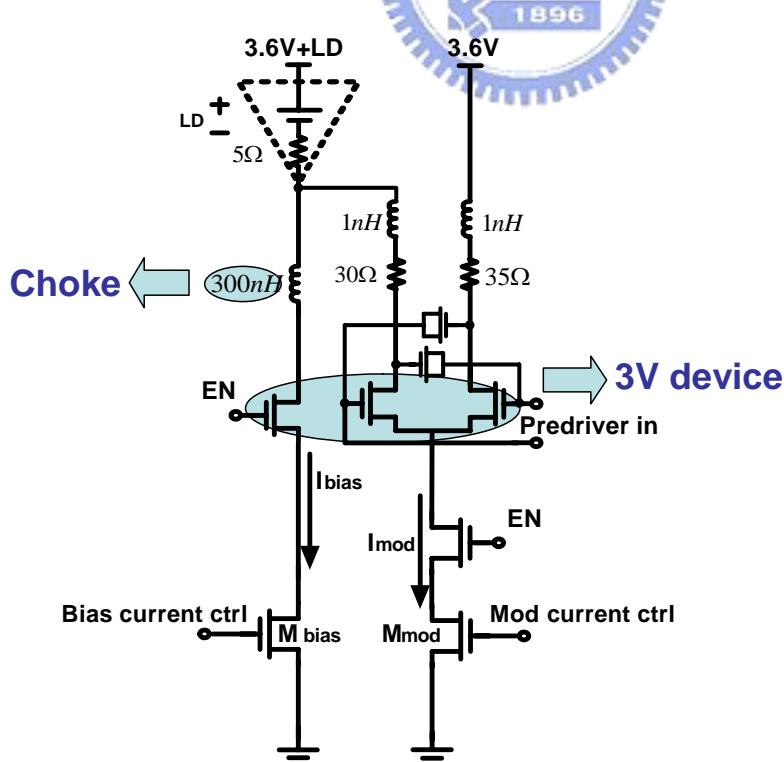


圖 3.10 主訊號輸出路徑

3-3-2 自動亮暗光功率比控制路徑(AEC)

此一控制路徑主要是提供一迴授的功率控制機制來使得溫度變化後,雷射二極體特性曲線改變後,可以由此一功率控制路徑來控制偏壓電流和調變電流,其細節如下小節一一描述。

3-3-2-1 轉阻放大器

由於雷射二極體的驅動電流所對應的光功率輸出特性曲線的非理想特性,因此一迴授控制光功率的機制實為必要,故以著一發光二極體來接收雷射所發出的光能,將光能轉換成一電流,利用發光二極體的此一特性來完成功率控制的目的。

因為發光二極體所轉換出的電流太過於微小,因此發光二極體的下一級必需採用一轉阻放大器圖 3.11 來將此微小的電流轉換成可供處理的電壓準位,但由於發光二極體會引入一大達 15pf 的寄生電容,所以轉阻放大器的第一級必需採用一轉阻放大的疊接組態來壓抑寄生電容對頻寬的效應,在轉阻放大器的第二級部份由一並並迴授的電路來將此級的電壓訊號推出,送給下級,而在電路中 V_{ctrl1} 、 V_{ctrl2} 的功用在於切換轉阻放大器的增益以配合不同的雷射二極體對發光二極體的轉換增益。

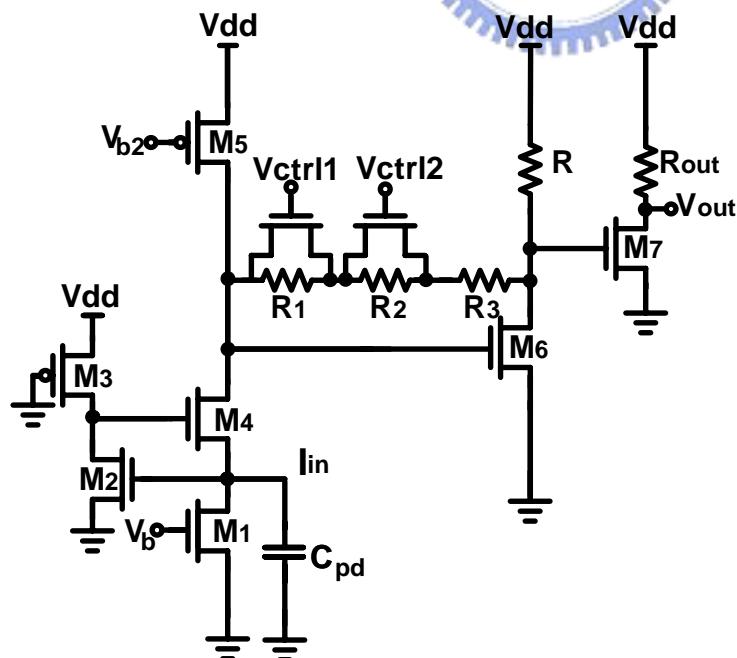


圖 3.11 轉阻放大器

由對轉阻放大器的第一級所作的分析圖 3.12(a)可知,此級存在著一組相近

級點來影響此級頻寬，此外可知此級引入一個零點由電晶體 M2 沖級端的電容和 gm_2 所構成，為了避免此零點影響到轉阻放大器的輸出眼圖，在加大第一級的轉阻時應小心避免此零點的頻率位置太低，而影響此級輸出的效能。在第二級的分析圖 3.12(b)可知此並並迴授也存在著一組由 C_q 和 C_d 兩電容所引起之相近級點來影響此級頻寬並和此級的增益有所決擇。

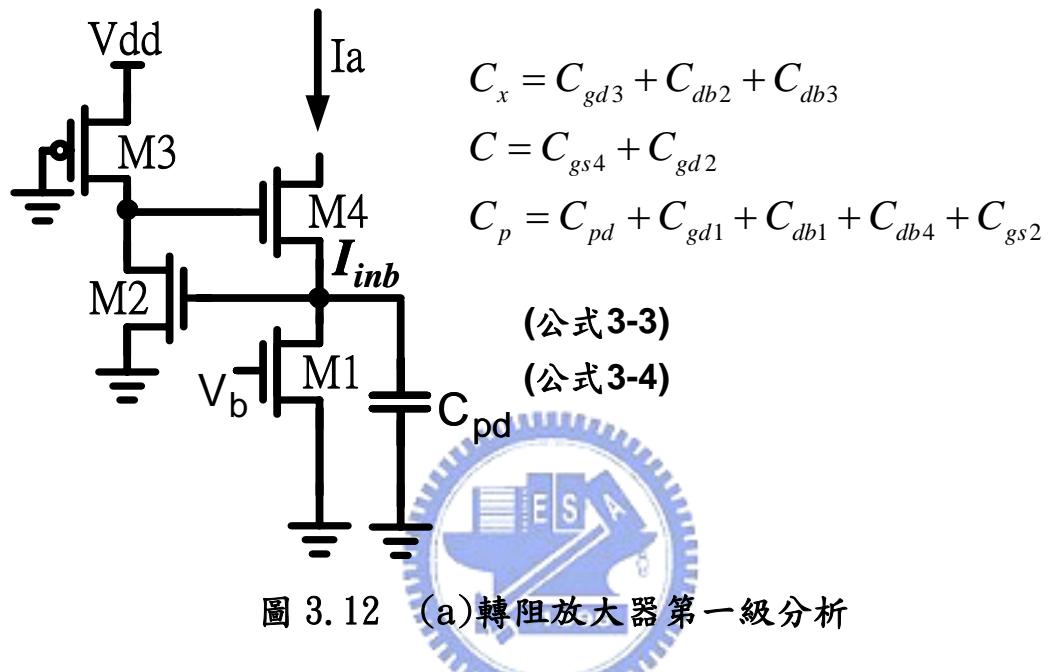
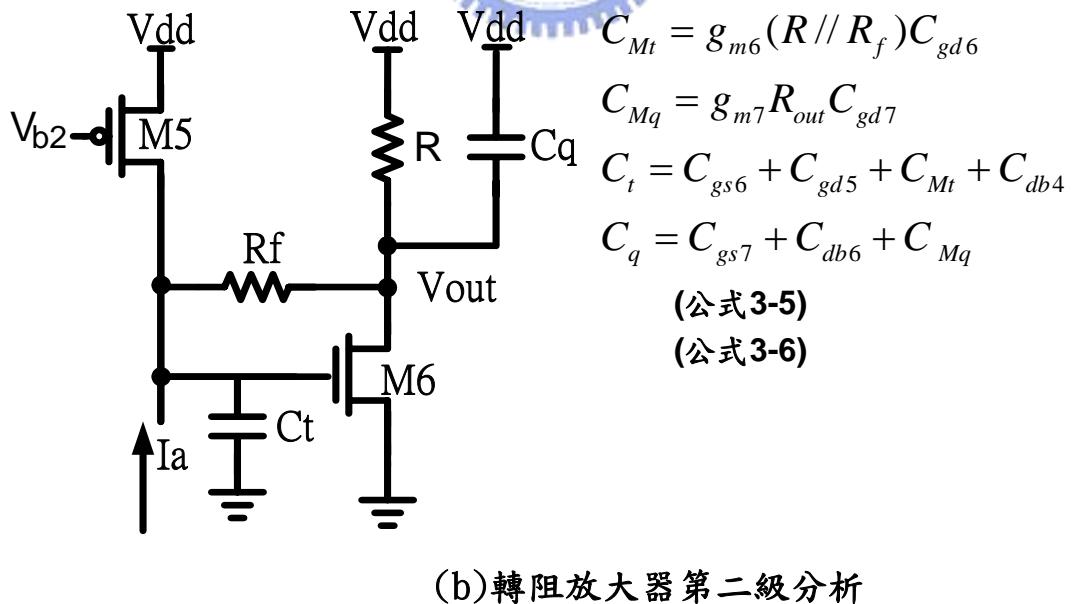


圖 3.12 (a) 轉阻放大器第一級分析



$$\frac{I_a}{I_{inb}} = \frac{-g_{m4}(1+g_{m2}r_{ds3}+sC_xr_{ds3})}{s^2[(CC_x+C_xC_p+CC_p)r_{ds3}]+s[C+C_p+(Cg_{m2}+C_xg_{m4})r_{ds3}]+(g_{m2}g_{m4}r_{ds3}+g_{m4})} \quad (公式 3-3)$$

$$\xi = \frac{C + C_p + (Cg_{m2} + C_xg_{m4})r_{ds3}}{2\sqrt{(g_{m2}g_{m4}r_{ds3} + g_{m4})(CC_x + C_xC_p + CC_p)r_{ds3}}} \quad (\text{公式 3-4})$$

$$\frac{V_{out}}{I_a} = \frac{-g_{m6}R_fR}{s^2(C_tC_qR_fR) + s(C_tR + C_tR_f + C_qR + C_qRR_f/r_{o5}) + (g_{m6}R + R/R_f + 1)} \quad (\text{公式 3-5})$$

$$\xi = \frac{C_tR + C_tR_f + C_qR + C_qRR_f/r_{o5}}{2\sqrt{(C_tC_qR_fR)(g_{m6}R + R/R_f + 1)}} \quad (\text{公式 3-6})$$

如之前所提，因為市面上的雷射二極體對發光二極體的電流轉換率都有所不同，因而為了配合不同的電流轉換率，轉阻放大器的電流轉電壓的增益必需是可以改變的(V_{ctrl1} 、 V_{ctrl2})，下表 3.4 便摘要出不同的發光二極體的寄生電容和不同的轉阻放大器增益下所對應的轉阻放大器頻寬。

SS			
V_{ctrl1}/V_{ctrl2}	(1.8v/1.8v)	(1.8v/0v)	(0v/0v)
Gain	45dB	52dB	60dB
BW/PD(6pf)	2.1GHz	2GHz	1.8GHz
BW/PD(15pf)	1GHz	1GHz	1GHz
TT			
V_{ctrl1}/V_{ctrl2}	(1.8v/1.8v)	(1.8v/0v)	(0v/0v)
Gain	45dB	52dB	61dB
BW/PD(6pf)	2.5GHz	2.3GHz	2.1GHz
BW/PD(15pf)	1.4GHz	1.3GHz	1.3GHz
FF			
V_{ctrl1}/V_{ctrl2}	(1.8v/1.8v)	(1.8v/0v)	(0v/0v)
Gain	44dB	52dB	61dB
BW/PD(6pf)	2.8GHz	2.6GHz	2.4GHz
BW/PD(15pf)	1.8GHz	1.7GHz	1.7GHz

表 3.4 轉阻放大器不同增益、寄生電容下所對應之頻寬

3-3-2-2 電壓偵測器

電壓偵測器圖 3.13 的工作原理主要是利用場效電晶體的汲級和閘級相接形成的二極體只會順偏充電，而不會逆向漏電的特性，來達成峰值的偵測動作，然而以電晶體形成的二極體會有非理想的逆向漏電特性，因此為了避免濾除此一逆向漏電所引起之電壓偵測器的輸出有抖動的效應，在電路的架構上會先將此輸出點先經過一源級隨藕器再經一低通濾波器來降低此一效應。由於此一電壓偵測器的輸出具對稱性，因此我只討論峰值偵測器的分析：

在峰值偵測器的充電二極體的大小決定方面，此顆二極體影響二個參數，此二極體越大峰值偵測器的充電的能力越強，因此峰值偵測的速度也越快，然而此二極體越大也附帶著使一非理想效應越加嚴重，即由此二極體的寄生電容所引起的逆向漏電特性，這一二極體的逆向漏電流所造成的影響包括了造成輸出峰值偵測的一偏移誤差，而且也會造成了峰底輸出的波動問題，因此在電晶體的迴轉率和漏電流的抉擇下，可決定此顆二極體的大小。接下來由於漏電流會引起輸出峰值的誤差，此一偏移量的估計可將此一漏電流的大小除以輸入轉導放大器的電壓轉電流的增益求得，由於增加此一轉導放大器的增益也會因增大二極體端的電容而又導致電流充電的能力減弱，而使得想藉由加大電晶體以取得增加輸入轉導放大器的增益以達到降低輸入電壓的偏移量誤差的想法徒勞無功，而加大電流源來增加輸入轉導放大器的增益的方法，又有著電壓擺幅的限制和功率浪費的缺點，因此在峰值偵測器的電路架構理的輸入轉導放大器中，有引入了一零點來達到轉導放大器的頻寬增強效應，藉由系統的頻寬增加，也使得高頻的增益增加，進而使得峰值偵測的輸出偏移誤差可以變小。

在電壓偵測器中值得注意的是其迴路頻寬為 250MHz ，相較於 2.5GHz 的轉阻放大器的輸出，其影響只在於電壓偵測的控制速度而不致於會影響電壓偵測的準確度(因電壓偵測器為一積分器的架構)，而此迴路頻寬的決定上可以由希望電壓偵測器能有 4ns 的快速偵測速度反推而決定之。

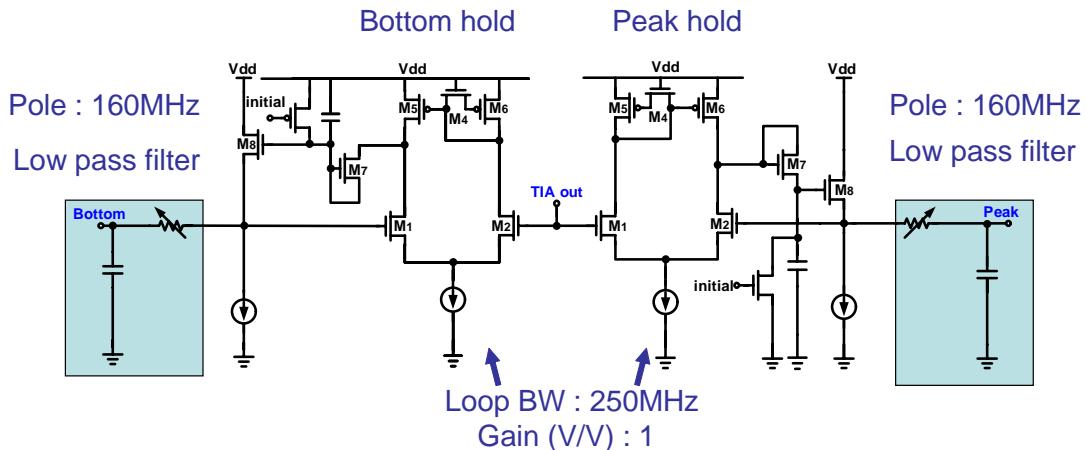


圖 3.13 電壓偵測電路

在此一級的分析當中，我把此級想像成一簡化模型如下圖 3.14 所示：

在輸入的偏移誤差計算方面，我們可以將漏電流的大小除以輸入的轉導放大器的增益。

在偵測電路的偵測時間估計上可以由此一模型導出一二階的轉換方程式，由此一轉換方程式可求出偵測時間。

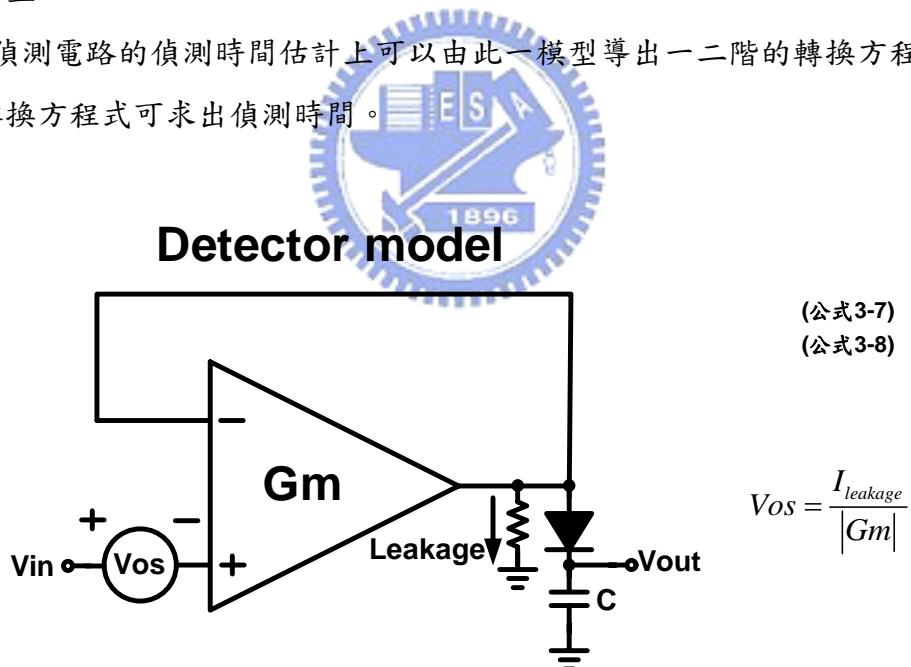


圖 3.14 電壓偵測電路模型和分析

$$Gm = \frac{g_{m1} + g_{m6} g_{m1} (s R_{ds4} C_{gs5} + 1)}{2 g_{m5} (s C_{gs5} / g_{m5} + 1)} \quad (公式 3-7)$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{(g_{m1} g_{m5} / 2 C C_{gs5}) [s (R_{ds4} C_{gs5} + C_{gs5} / g_{m5}) + 2]}{s^2 + s (g_{m5} / C_{gs5} + g_{m1} / 2 C + g_{m1} g_{m5} R_{ds4} / 2 C) + g_{m1} g_{m5} / C C_{gs5}} \quad (公式 3-8)$$

3-3-2-3 電壓比較器和積分器

電壓比較器目的在於把峰值和底值偵測器的輸出和外部供給的參考電壓準位進行比較進而控制偏壓電流和調變電流，由於希望整個迴授系統可以有較大的迴路增益，因此在比較器此級採用了差動架構，在以下的電路說明由於控制偏壓電流的電路和控制調變電流的電路是相似的，故以下只以控制調變電流的電路圖3.15 來介紹。而在電路中雷射光輸出的亮暗功率比的控制方面，可以由改變比較器差動架構的電阻值比率來達到。

電壓比較器的後一級為一積分器，除了積分器可提供一增益來提高系統的迴路增益外增加功率控制的精準度外，其目的在利用積分器直流高增益和高頻低增益的特性，來抑制功率控制時可能追過頭造成功率穩定時時延長的效應。

積分器的下一個級為一低通濾波器，此級的主要目的除了形成系統一支配極點以提供系統足夠的相位邊界外，尚可以保存前一次的脈衝式雷射二極體完成功率控制後所留下的偏壓電流和調變電流控制資訊，而此偏壓電流和調變電流控制的電壓資訊，可在下一次功率控制時當電流控制的初始值來減低功率控制的時間。

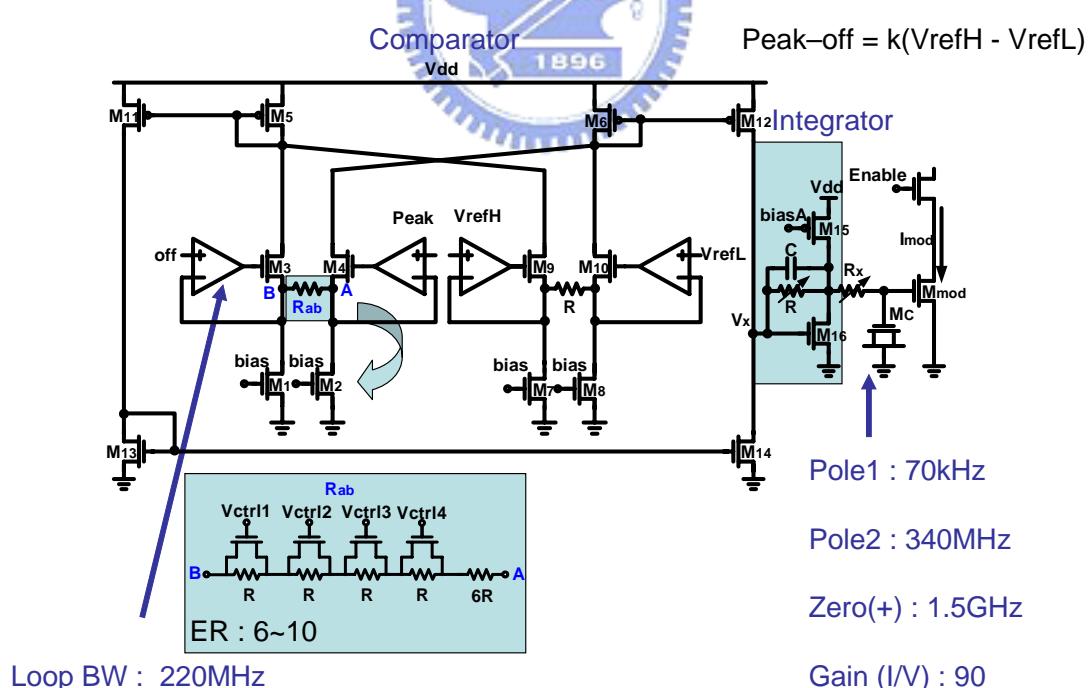


圖 3.15 電壓比較器和積分器

由圖 3.16 分析結果可以得知積分器和低通濾波器的極零點和增益資訊，由分

析可知 gm_{16} 和電容 C 會引入一正零點，此正零點會影響系統的相位邊界，因此在降低積分器的極點頻率來降低功率鎖定時間的同時應避免此一正零點太過於低頻而影響系統的相位邊界，由分析中還可得知積分器的增益約為電阻 R ，而積分器所引入的極點約為 $1/RC$ ，系統的支配極點則為引入的低通濾波器 $1/R \times C_x$ 所形成。

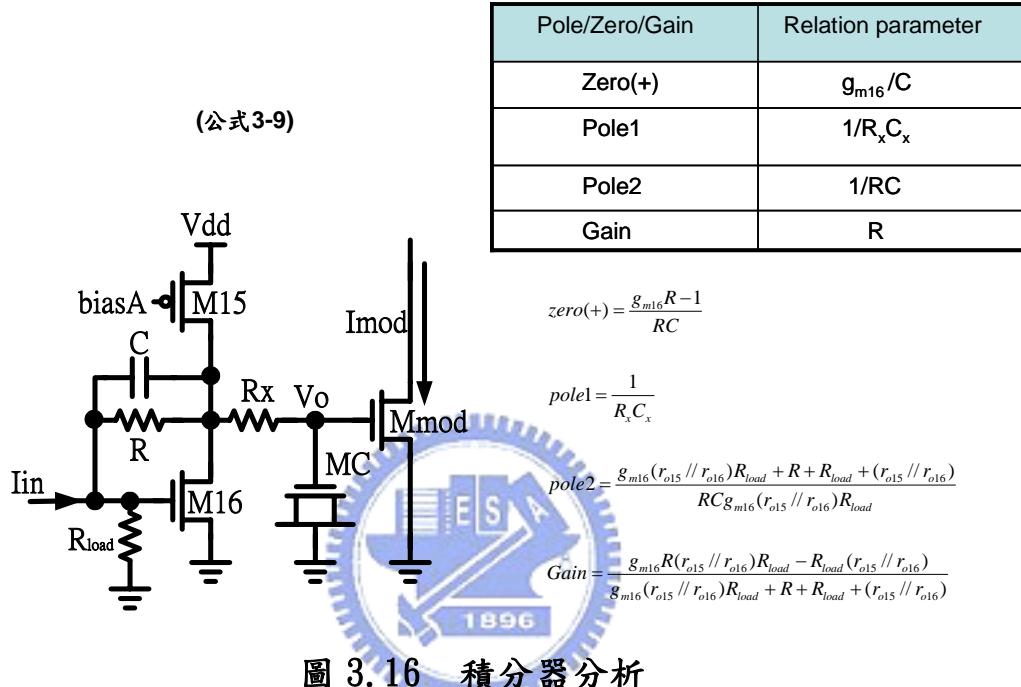


圖 3.16 積分器分析

$$\frac{V_o}{I_{in}} = \frac{R_{load}(r_{o15} // r_{o16}) - g_{m16}RR_{load}(r_{o15} // r_{o16}) + sRCR_{load}(r_{o15} // r_{o16})}{s^2RCR_xC_xg_{m16}R_{load}(r_{o15} // r_{o16}) + s(g_{m16}RR_{load}(r_{o15} // r_{o16})C + g_{m16}R_xR_{load}(r_{o15} // r_{o16})C_x + RR_xC_x) + g_{m16}R_{load}(r_{o15} // r_{o16}) + R + R_{load} + (r_{o15} // r_{o16})} \quad (公式 3-9)$$

3-3-2-4 時間延遲控制電路

以下為一時間延遲控制電路的簡單的實行電路圖，見圖 3.17，而在下圖中也說明了這一時間延遲控制電路的控制開關所在，圖中為一積分器和低通濾波器加入延遲控制電路控制開關的配置情形，當中 EN 訊號即為系統給定的一觸發控制訊號，可用來開啟偏壓和調變電流，Ctrl1 為一可以將功率控制迴路延遲一段時間再開啟的一控制開關，其理由下一小節再說明，Ctrl2 則是在系統一但迴授路徑一開啟後會先將系統切換到寬頻模式等功率先快速鎖定後，再將系統切回窄頻模式，來得到一更高精確度的功率鎖定，至於 Ctrl3 的開關則是運用在電壓偵測器上用來將其內部的電壓儲存電容進行電壓重置的動作。此控制開關設計上的

注意事項則由以下說明

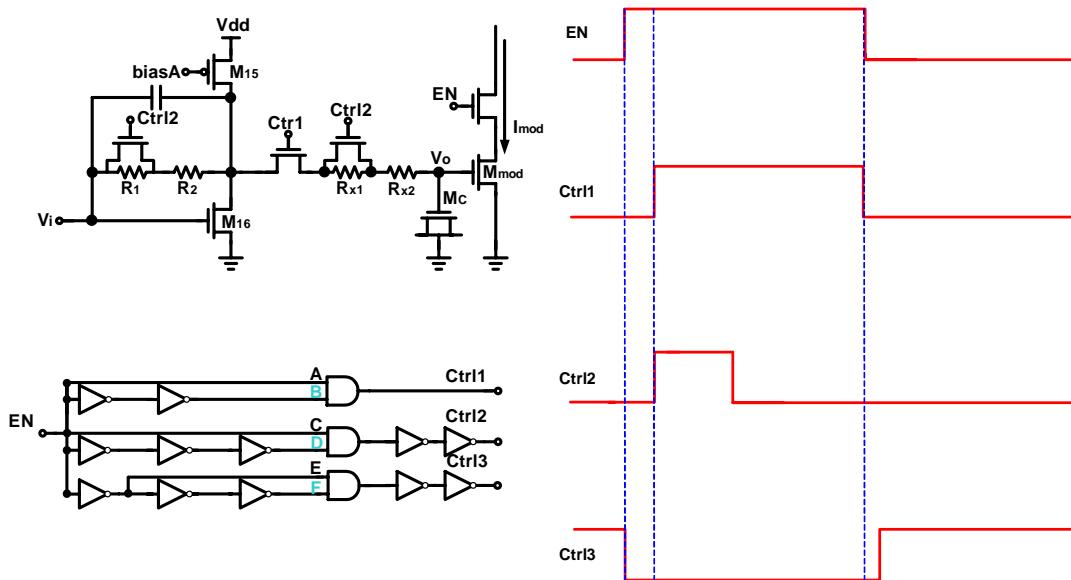


圖 3.17 時間延遲控制電路

時間延遲控制電路設計流程：

在時間延遲控制上，我們需要四個時間控制機制和安排可參考圖 3.18，一一說明如下：

(1) 系統所給定的觸發信號(Enable)：

此一信號為脈衝式驅動電路系統所給定，主要用來關閉不傳送資料脈衝式驅動電路的偏壓電流和調變電流，避免干擾其它正在傳送資料的脈衝式驅動電路。

(2) 電壓偵測電路的電容上電壓重置信號(Ctrl3)：

在系統的觸發信號為低準位的時候，我們需要一個控制信號來將電壓偵測電路上的電容進行電壓重置的動作。此重置信號為了避免在系統觸發信號未拉低前就先進行了電壓重置的動作，所以我們會在系統觸發信號拉低之後，給予一時間延遲再進行電壓重置動作，然而在系統觸發信號拉高之時，我們希望可以馬上解除電壓重置的動作，以免增加功率鎖定的時間。

(3) 系統功率控制迴路延遲開啟控制信號(Ctrl1)：

我們會做一個電晶體開關，來實行系統功率控制迴路延遲開啟的

動作，其目的在於，由系統的觸發信號為低準位的時候，我們會將電壓偵測電路上的電容進行電壓重置的動作，然而下一個系統觸發信號拉高的時候，電壓偵測電路需一段時間來進行穩定動作，而電壓偵測電路若未穩定，系統功率控制就進行，會給予系統錯誤的功率控制資訊，所以我們需要一系統功率控制迴路延遲開啟的控制開關來先將功率控制迴路打斷，等一延遲時間再開啟。

至於開關的配置地方，則配置在系統的支配極處，其用意在觸發信號低準位的時候，可以將調變電流和偏壓電流的電壓控制資訊，儲存在支配極的電容上。

最後在決定此一延遲時間方面，可由分析電壓偵測電路的大信號充電時間、電阻和電容的延遲時間、電壓偵測電路的迴路頻寬來決定之並和模擬結果互相比較得知約為 15ns，為了更能確保電路的正常運作，此一延遲時間設計約為 40ns。

(4) 系統寬頻和窄頻切換信號(Ctrl2)：

一但系統功率控制正式啟動，基於減少功率鎖定時間的考量，控制開關會先將系統切換成寬頻低準度，一段時間再將系統切成低頻高準度，而在所需的寬頻操作時間決定上，可以由分析比較器、積分器的大信號充電時間，支配極的電阻和電容的延遲時間，整個脈衝式驅動電路的迴路頻寬來決定之並和模擬結果互相比較可得約為 100ns，為了更能確保電路的正常運作，此一寬頻操作時間設計約為 130ns。

(5) 綜合各個控制開關所延遲的時間再加上系統窄頻帶的迴路頻寬 25MHz，可以推得理論上功率控制的速度約為 210ns。

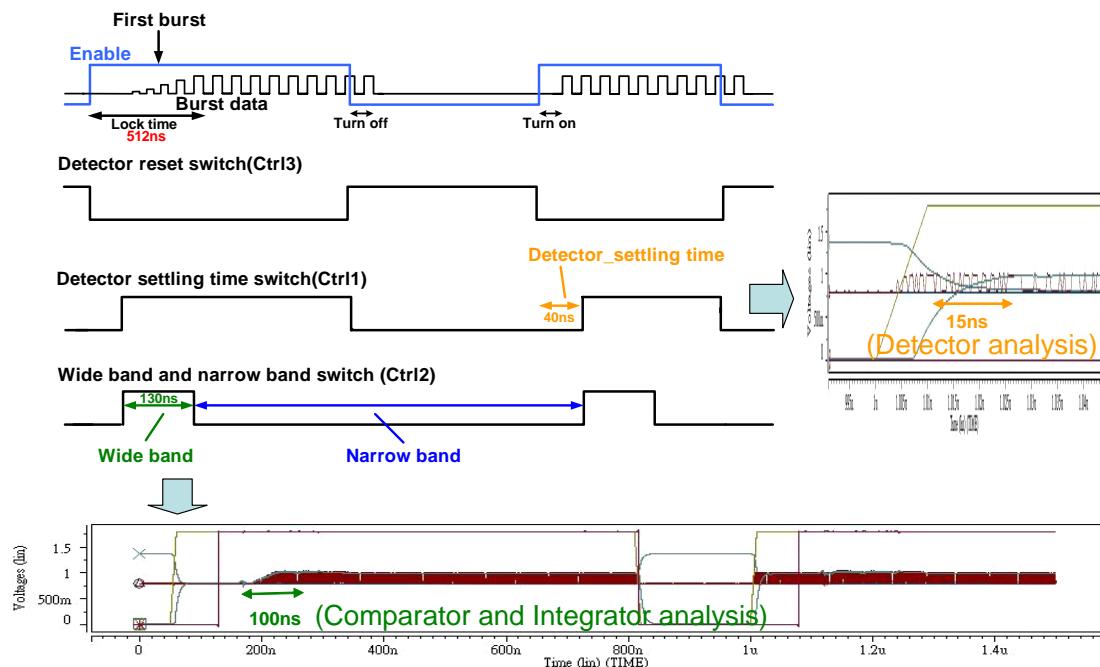


圖 3.18 時間延遲控制時序圖



第四章

實驗結果

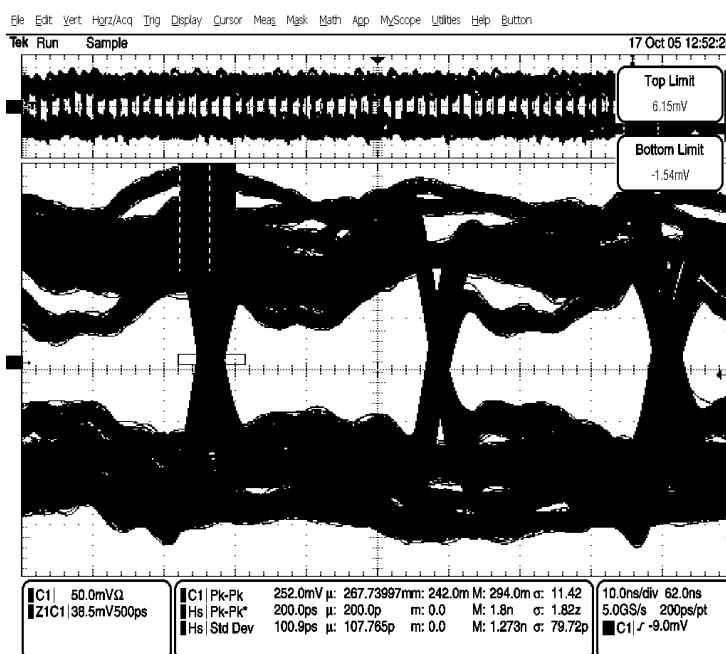
4-1 暫態響應的實驗結果

4-1-1 前置放大器輸出眼圖

以下眼圖為前置放大器的輸出：

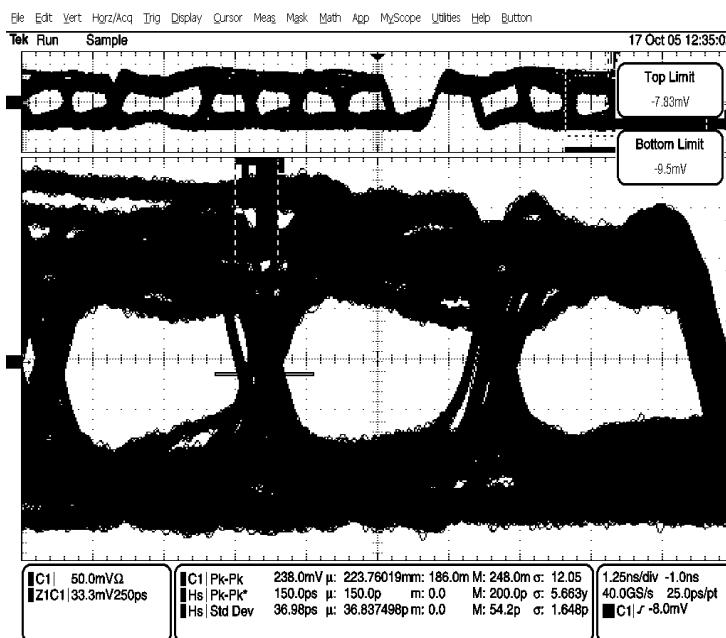
資料速度:625MHz

電壓抖動:200ps(Pk-Pk)



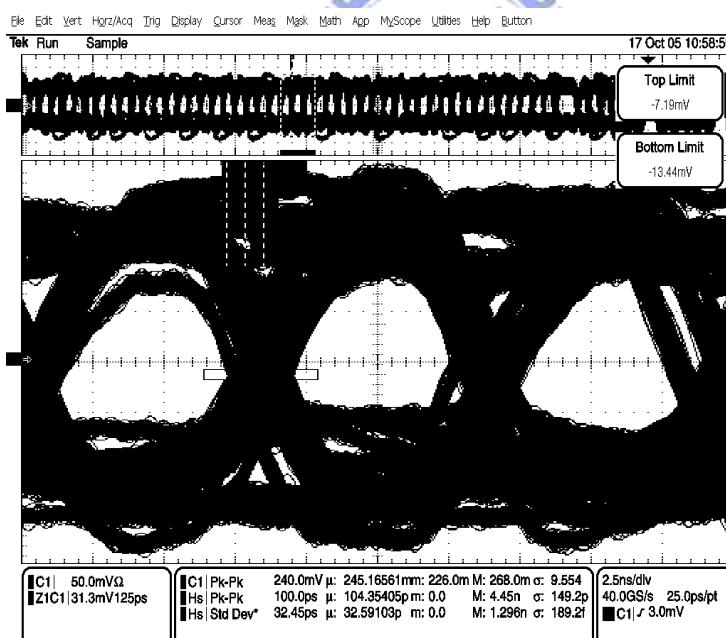
資料速度:1.25GHz

電壓抖動:150ps(Pk-Pk)



資料速度: 2.5GHz

電壓抖動:150ps(Pk-Pk)

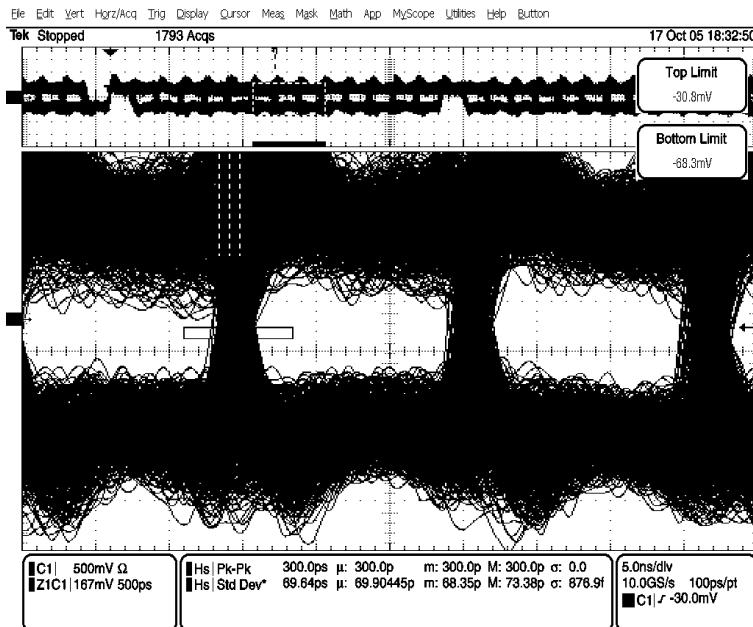


4-1-2 調變電流輸出眼圖

以下眼圖為調變電流驅動電阻所產生的電壓輸出眼圖：

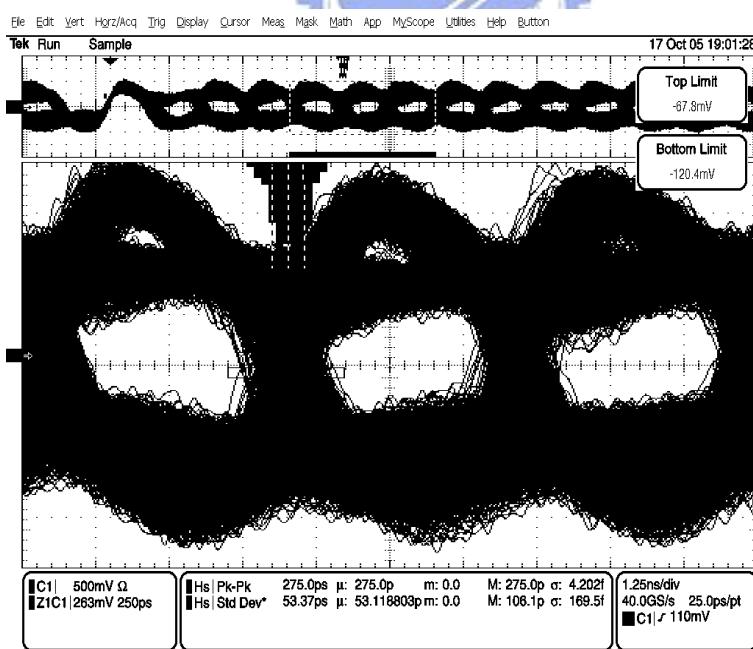
資料速度:625MHz

電壓抖動:300ps(Pk-Pk)



資料速度:1.25GHz

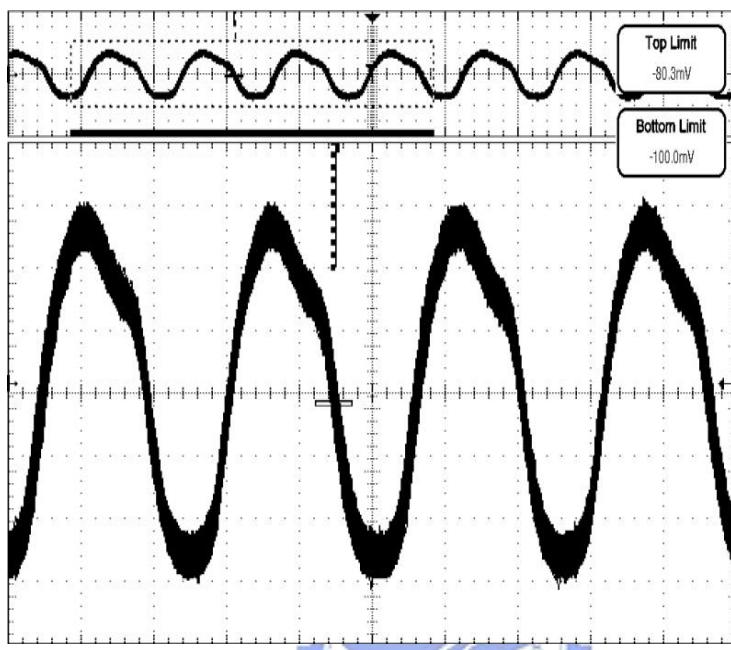
電壓抖動:270ps(Pk-Pk)



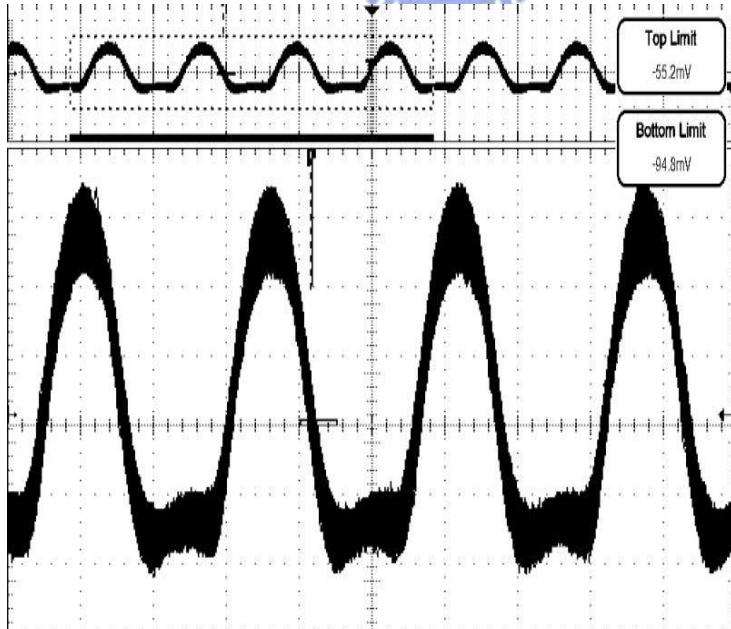
4-1-3 前置失真下可達到不同責任週期的調變電流輸出 眼圖

以下為測試前置失真下調變電流驅動電阻所產生的電壓輸出圖：

將眼圖交點上移的情形



將眼圖交點下移的情形



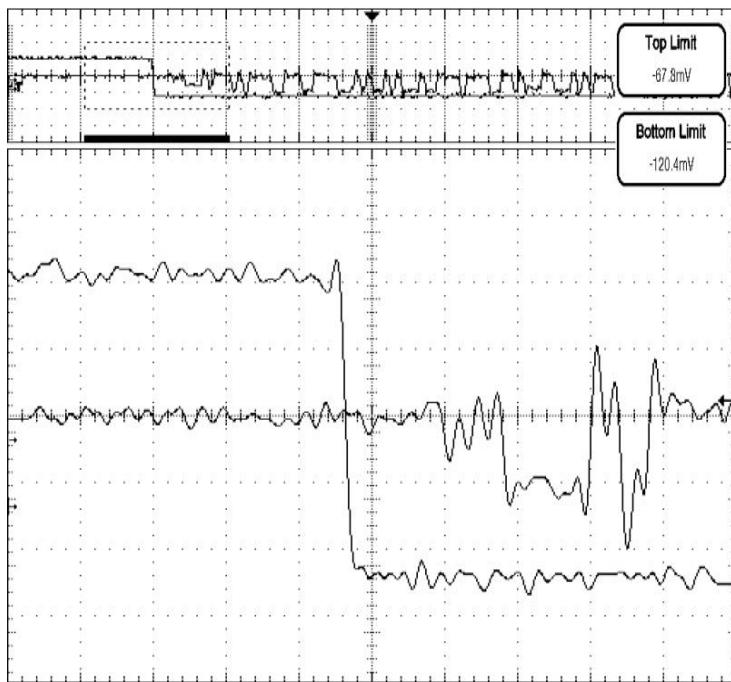
4-1-4 脈衝式雷射二極體驅動電路開啟和關閉時間量測

圖

下圖為測得之脈衝式雷射二極體驅動電路開啟和關閉時間：

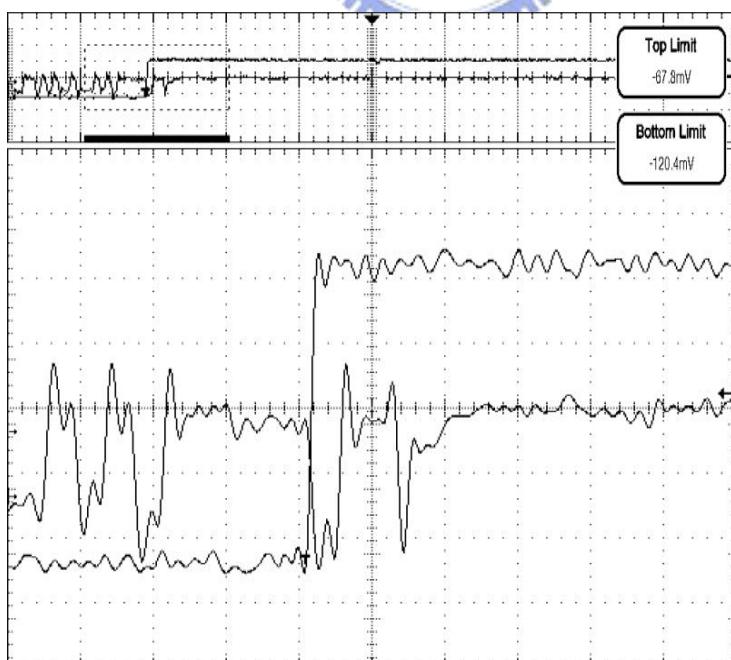
電路開啟時間:6~7ns

4n/div



電路 關閉時間:7~8ns

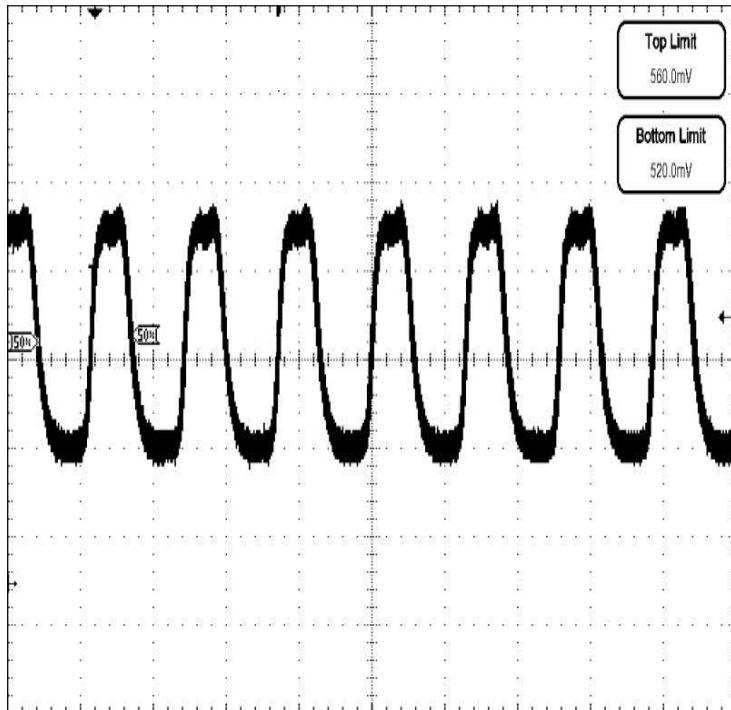
4n/div



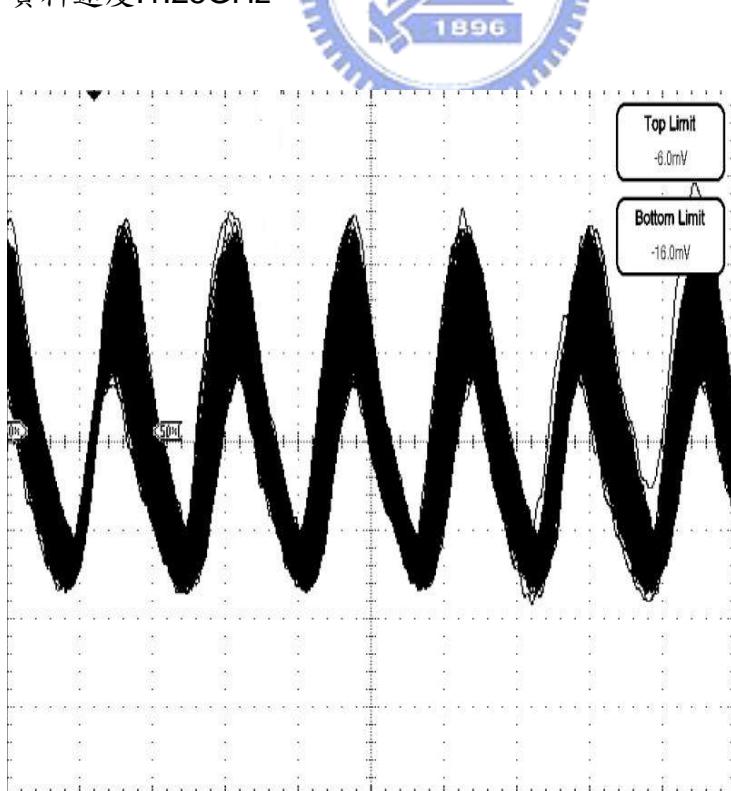
4-1-5 轉阻放大器電壓輸出圖

以下為測試轉阻放大器的電壓輸出圖：

資料速度:625MHz



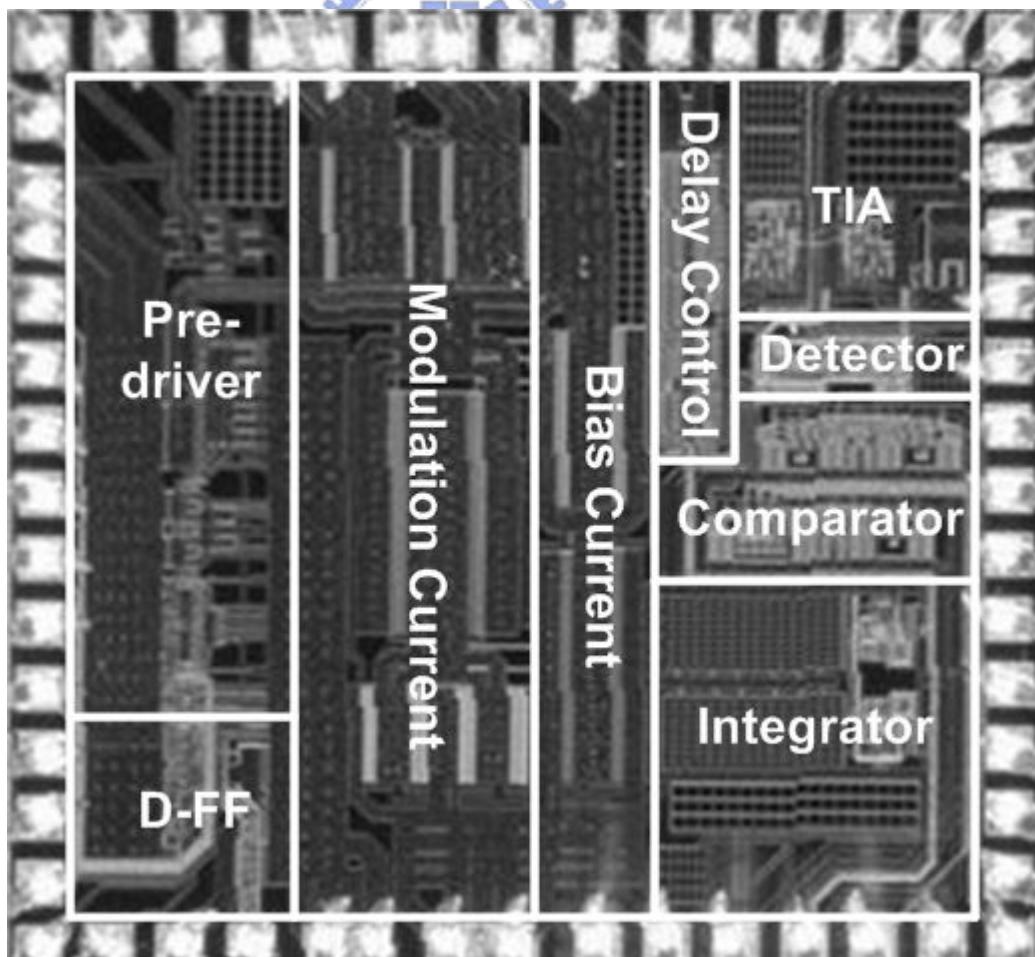
資料速度:1.25GHz



4-2 實驗結果摘要

Source	ISCAS	ESSCIRC	This work (simulation)	This work (measurement)
Technology	tsmc0.25um	tsmc0.18um	tsmc0.18um	tsmc0.18um
Supply	3.3v	3.3v	1.8v/(3.6+LD)v	1.8v/(3.6+LD)v
Data rate	3.5Gb/s	1.25Gb/s	2.5Gb/s	1.25Gb/s
Power dissipation	145mw	260mw	185mw (Driver : 110mw ; AEC : 75mw)	197mw (Driver : 117mw ; AEC : 80mw)
Turn on/off delay	30ns/20ns	N.A.	<10ns(<15ns)	<10ns
Settling time	N.A.	N.A.	<250ns(<512ns)	N.A.
ER	fixed	fixed	Programmable (6~10)	N.A.
Pre-distortion	Yes	No	Yes	Yes
Modulation /bias current range	6mA~60mA 0mA~80mA	N.A.	1mA~70mA/1mA~70mA (>60mA/>60mA)	1mA~70mA/1mA~70mA
Temperature range	N.A.	-40°~80°	N.A.(-45°~80°)	N.A.
Chip size	1.2X1.0umm ²	0.9X0.75umm ²	1.56X1.47umm ²	1.56X1.47umm ²

4-3 電路佈局圖和效能規格表



4-4 結論

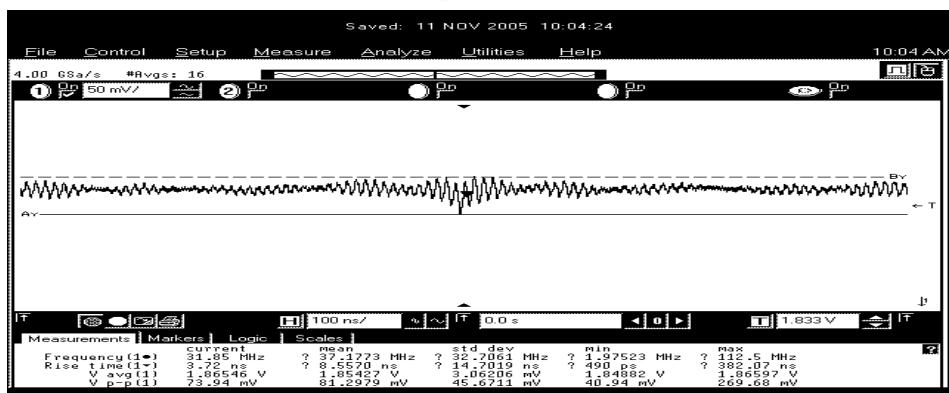
(1)在此篇論文中，我們目的是為了實現一個雙迴路功率控制的脈衝式光驅動電路，使用了 tsmc018 的製程技術，相較於以往的單迴路功率控制的脈衝式光驅動電路，此一新架構除了改善了舊架構 ER 值改變和最小偏壓電流無法達到之缺點，尚加入了前置失真的技巧來使得光量測時可能造成眼圖不對稱之情形有所改善，另外為了加快系統的功率鎖定的時間在此架構中還加入了雙頻帶的模式切換，系統一開啟先進入寬頻模式以達到快速功率的控制，之後再進入窄頻模式來達到更精確的功率控制，然而因設計上的不周到和電路佈局的一些缺失，造成量測結果的不理想，在迴授控制功率的機制上由於外給的參考電壓差只有 20mV，在由於電路佈局和電路板的製作不理想因而造成供應電壓的不穩定，在此一情況下勢必會影響此一參考電壓差，因此造成功率控制的不穩定。

供應電壓的不穩定情形如下所示：

供應電壓(vdd)的不穩定情形：

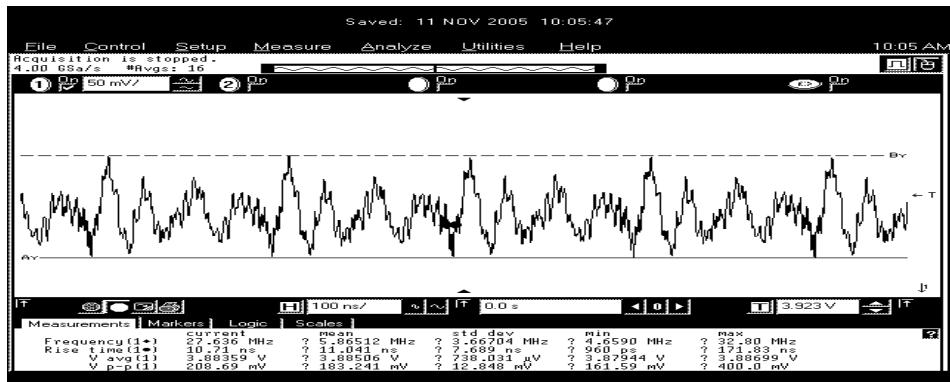
---在輸入的資料關閉的情形

電壓擺幅:73mV

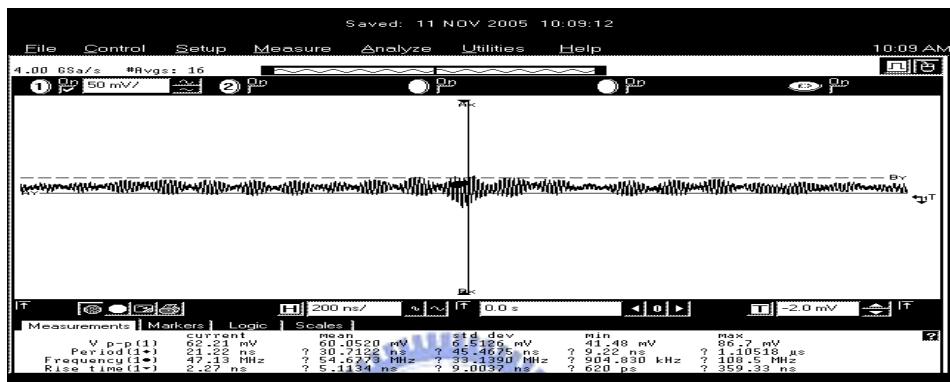


---在輸入的資料開啟的情形

電壓擺幅:208mV

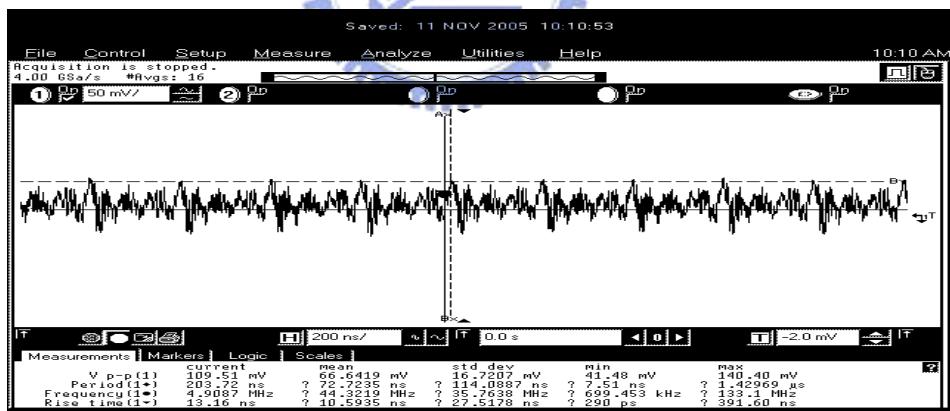


地(gnd)的不穩定情形:



---在輸入的資料關閉的情形

電壓擺幅:62 mV



---在輸入的資料開啟的情形

電壓擺幅:109 mV

(2)在解決發光二極體大達15pf的寄生電容上,我們在轉阻放大器的第一級採用了輸入gm放大的技巧來隔絕此一寄生電容,使轉阻放大器可以有高頻的操作,在實際的量測上可以得到轉阻放大器的頻寬約

為 700~800MHz，頻寬為發光二極體所限制住，其應用在 2.5GHz 的資料傳送速度上，若轉阻放大器的頻寬無法滿足 2.5GHz 則會造成雷射發光的亮暗功率比(ER)的控制精確度上會有所偏移，不過在此轉阻放大器的頻寬雖不足，但其影響 ER 是不大的，因為在傳送的電壓資料信號為亂碼產生器時只要有三個連續的資料 1 或 0 傳送即可使電壓偵測器的輸出不致於因轉阻放大器的頻寬問題而有所偏移。

(3)在電路中，為了可以使系統可以達到高頻的操作，我們在電路中加入了零點和負米勒電容的技巧，使電路可以應用在 2.5GHz 的操作情況，然而在電性質的量測上雖只可量到 1.25GHz 的眼圖，其原因並不在於電路的頻寬不足，而在放供應電壓的大抖動致使只可量到 1.25GHz 的電信號眼圖。



第五章

討論

在此一論文的量測上，只可以得到電信號的量測結果，而迴授控制的機制和光信號的眼圖則無法量得，追其原因在於供壓電壓的不穩定和地的不穩定，造成此一結果的原因，指向電路佈局的穩壓方面不夠完善，和電路板也沒有在穩壓方面有所改善，因而使操作大電流的雷射二極體驅動電路，致使供應電壓和地大幅度的抖動，而使得在量測上面臨問題，我針對於要改變的電路佈局和電路板方面一一陳述如下：

(1) 電路板：

---在這一次的量測的電路板上，使用了一個信號板(主要信號線所在的板子)和一電壓供應板(電壓源供應的板子)，其之間的連接由排插來相連，然而輸入電壓經由電壓供應板再經由排插接到信號板之間所經歷的等效電感均是造成電壓不穩定的原因之一，因此在大電流的電路裡應盡可能不使用如此的板子連接方法。

(2) 電路佈局：

---在輸入資料上和電流模式的 D 型正反器的 clock 輸入端的 50Ω 的匹配電阻

上應改由一穩定的電壓源供應其共模電壓，其可以改善之前的電路佈局時輸入資料上其 50Ω 的匹配電阻接在供應電壓和輸入電晶體的闡級端之間，由於供應電壓的不穩定所造成輸入資料的不穩定問題，而在另一個 D 型正反器的 clock 輸入端的 50Ω 的匹配電阻上，若 50Ω 的匹配電阻上改由一穩定的電壓源供應其共模電壓，則可以改善之前電路佈局時 50Ω 的匹配電阻接在地端和輸入電晶體的闡級端之間所造成一大電流成份，和地的抖動所造成之輸入資料抖動的問題。

---在前置放大器的電流源控制線路上，前置放大器中的各個電流源的偏壓供給方式，應以電流鏡的方式給予，並應把此一電流源偏壓供應電路的供給電壓源以另一穩定的電源供應器供給，使得前置放大器可以具有更穩定的電流源。

---在電路佈局中的電晶體基底電壓的供給方式應把其和電路中流經大電流源的供給電壓源和地分開，而另以一穩定的電壓源供給之。

---在迴授控制電路上之所以無法有穩定的功率控制結果，其原因在於外給的二個參考電壓準位相差只有 $20mV$ 因而在如此大的供應電壓不穩定和地的不穩定情況下會有比較電路的輸出結果不穩定的情況，因此改變比較器的電阻值，把參考電壓準位改成 $200mV$ 實為必要。

參考文獻

- [1] A 1.25 Gb/s High Sensitive Peak Detector in Optical Burst Mode Receiver Using a 0.18um CMOS Technology(Communication Technology Proceedings,2003. ICCT 2003. International Conference on Volume1,9-11 April 2003 Page(s):644 - 646 vol.1)
- [2] Burst-Mode Transmitter for 1.25Gb/s Ethernet PON Applications (Solid-State Circuits Conference, 2004. ESSCIRC 2004. Proceeding of the 30th European21-23 Sept. 2004 Page(s):283 - 286)
- [3] 5Gbps 0.35-um CMOS Driver for Laser Diode or Optical Modulator(Solid-State Circuits Conference, 2004. ESSCIRC 2004. Proceeding of the 30th European21-23 Sept. 2004 Page(s):279 - 282)
- [4] 1.25-Gb/s Regulated Cascode CMOS Transimpedance Amplifier for Gigabit Ethernet Application(Solid-State Circuits, IEEE Journal of Volume 39, Issue 1, Jan. 2004 Page(s):112 – 121)
- [5] A 3.5-Gb/s CMOS Burst-Mode Laser Driver with Automatic Power Control Using Single Power Supply (ISCAS), May 26, 2005
- [6] IEEE 802.3ah ah Ethernet in the First Mile Task Force, Draft 1.414, April 2003
- [7] Glen Kramer, Gerry Pesavento, “Ethernet Passive Optical Network (EPON):Building a Next-Generation Optical Access Network”, pp.66-73, IEEE Communication Magazine, Feb.2002.
- [8] Behazed Razavi, Design of Integrated Circuits for Optical Communications.2002
- [9] Dual-loop control of laser drivers for 3.125GHz optical transceivers(Circuits and Systems, 2005. ISCAS 2005. IEEE International Symposium on 23-26 May 2005 Page(s):1170 – 1173 Vol. 2)
- [10] 1.2 Gb/s integrated laser driver with temperature compensation for modulation current(Custom Integrated Circuits Conference, 1991.,Proceedings of the IEEE 1991 12-15 May 1991 Page(s):27.5/1 - 27.5/4)
- [11] A CMOS burst-mode optical transmitter for 1.25-Gb/s ethernet PON applications (Circuits and Systems II: Express Briefs, IEEE Transactions on [see also Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, IEEE Transactions on]Volume 52, Issue 11, Nov. 2005 Page(s):780 - 783)
- [12] A 10-Gbit/s laser driver IC with i-AlGaAs/n-GaAs doped-channel hetero-MISFETs (DMTs)(Gallium Arsenide Integrated Circuit (GaAs IC) Symposium, 1989. Technical Digest 1989., 11th Annual 22-25 Oct. 1989 Page(s):129 – 132)
- [13] 10 Gb/s single-ended laser driver in 0.35/spl mu/m SiGe BiCMOS technology(Solid-State Circuits Conference, 2003. ESSCIRC '03. Proceedings of the 29th European 16-18 Sept. 2003 Page(s):289 -

- 292)
- [14] A 10 Gb/s laser driver in InP/InGaAs HBT technology(Electron Devices Meeting, 1990. Technical Digest., International 9-12 Dec. 1990 Page(s):942 – 944)



簡歷

學生陳建文，性別：男，出生於民國 69 年 10 月 15 日，台灣省嘉義縣，自 1996/9~1999/7 畢業於嘉義高中，在完成高中課程後於 1999/9~2003/7 畢業於成功大學，再於 2003/9~2006/1 完成研究所課程，畢業於交通大學電子工程學系，

論文題目為

一個 $2.5Gb/s$ 可控制雷射發光亮暗功率比之脈衝式雷射二極體驅動電路

A $2.5Gb/s$ CMOS Burst Mode Laser Driver With Extinction Ratio Control

指導老師： 陳巍仁老師。

